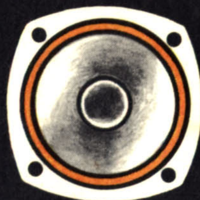
Z RADIEM I TELEWIZJĄ ZA PAN BRAT



LOTHAR KÖNIG

BUDUJEMY I EKSPERYMENTUJEMY



Obwód prądu stałego

Prawo Ohma	
$R = \frac{U}{I}$	$1\Omega = 1\frac{V}{A}$

R: rezystancja	1 Ω
U: napięcie	1 V
I: natężenie prądu	1 A

Moc elektryczna	
$P = U \cdot I$	$1W = 1V \cdot A$

P: moc	1 W
U: napięcie	1 V
I: natężenie prądu	1 A

$P = R \cdot I^2$	$P = \frac{U^2}{R}$

Rezystancja

$$R = \varrho \frac{l}{S}$$

R: rezystancja	1 Ω
l: długość przewodu	1 m
S: przekrój przewodu	1 mm²
ϱ: rezystywność	1Ωmm²/m

T2

Połączenie szeregowe rezystancji

$I = const.$	$R = R_1 + R_2$
$U = U_1 + U_2$	$\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1}{R_2}$

Równoległe połączenie rezystancji

$U = const.$	$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$
$I = I_1 + I_2$	$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2}{R_1}$

Gęstość prądu

$$i = \frac{I}{S}$$

I: natężenie prądu	1 A
S: przekrój przewodu	1 mm²
i: gęstość prądu	1A/mm²

Kondensator i cewka

Pojemność	
$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \frac{S}{d}$	$1F = 1\frac{As}{V}$

C: pojemność	1 F
S: powierzchnia okładzin	1 m²
d: odległość między okładzinami	1 m
ε_r: względna stała dielektryczna	
ε_0: stała dielektryczna próżni	1 As/Vm

T4

$$\varepsilon_0 = 8{,}86 \cdot 10^{-12} \frac{As}{Vm}$$

Szeregowe połączenie kondensatorów

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

Równoległe połączenie kondensatorów

$$C = C_1 + C_2$$

Indukcyjność cewek jednowarstwowych	
$L = k_1 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \frac{n^2 \cdot S}{l}$	$1H = 1\frac{Vs}{A}$

L: indukcyjność	1 H
n: liczba zwojów	
S: przekrój cewki	1 m²
l: długość cewki	1 m
μ_r: przenikalność względna	
μ_0: przenikalność próżni	1Vs/Am

T5

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am}$$

k_1: zależnie od stosunku przekroju cewki do długości cewki

T6

Indukcyjność cewek wielowarstwowych

$$L = n^2 \cdot A_L$$

L: indukcyjność	1 H
n: liczba zwojów	
A_L: współczynnik indukcyjności	1 H

Stała czasu

$$\tau = R \cdot C$$

R: rezystancja	1Ω = 1V/A
C: pojemność	1F = 1As/V
τ: stała czasu	1 s

Obwód prądu zmiennego

Impedancja

$$R_\sim = \frac{U_\sim}{I_\sim}$$

$R_\sim$: impedancja	1 Ω
$U_\sim$: napięcie zmienne	1 V
$I_\sim$: prąd zmienny	1 A

Reaktancja pojemnościowa

$$R_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$$

R_C: reaktancja pojemnościowa	1Ω = 1V/A
f: częstotliwość	1 Hz = 1/s
C: pojemność	1 F = 1As/V

Reaktancja indukcyjna

$$R_L = 2\pi \cdot f \cdot L$$

R_L: reaktancja indukcyjna	1 Ω = 1V/A
f: częstotliwość	1 Hz = 1/s
L: indukcyjność	1 H = 1Vs/A

Wartość szczytowa prądu zmiennego

$$I_m = \sqrt{2} \cdot I_\sim$$

I_m: wartość szczytowa (amplituda)	1 A
$I_\sim$: wartość skuteczna	1 A

Wartość szczytowa napięcia zmiennego

$$U_m = \sqrt{2} \cdot U_\sim$$

U_m: wartość szczytowa (amplituda)	1 V
$U_\sim$: wartość skuteczna	1 V

Zmiana napięcia w ciągu 1 okresu

$$U_{SS} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_\sim$$

U_{SS}: zmiana napięcia w ciągu 1 okresu	1 V
$U_\sim$: wartość skuteczna	1 V

Okres drgań

$$T = \frac{1}{f}$$

T: czas trwania drgań	1 s
f: częstotliwość	1 Hz

Częstotliwość własna obwodu

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

f: częstotliwość	1 Hz = 1/s
L: indukcyjność	1 H = 1 Vs/A
C: pojemność	1 F = 1 As/V

Prędkość rozchodzenia się fali

$$v = \lambda \cdot f$$

v: prędkość	1 m/s
λ: długość fali	1 m
f: częstotliwość	1 Hz = 1/s

Transformator i dławik

Transformator sieciowy

$P_p = 1{,}2\ P_W$

$S_{Fe} = k_2 \cdot \sqrt{P_p}$	$N = n \cdot U$

P_p: moc uzwojenia pierwotnego	1 W
P_W: moc uzwojenia wtórnego	1 W
S_{Fe}: przekrój rdzenia	1 cm²
N: liczba zwojów	
U: napięcie	1V
n: liczba zwojów na 1V	T8

$k_2 = 1 \frac{cm^2}{\sqrt{W}}$

Dławik sieciowy

$N = k_6 \cdot \frac{a}{I}$	$L = k_7 \frac{N^2 \cdot S_{Fe}}{a}$

N: liczba zwojów	
a: szczelina powietrzna	1 cm
I: natężenie prądu	1 A
L: indukcyjność	1 H
S_{Fe}: przekrój rdzenia	1 cm²

$k_6 = 5{,}6 \cdot 10^5 \frac{A}{m}$

$k_7 = 1{,}1 \cdot 10^{-6} \frac{H}{m}$

Transformator głośnikowy

$S_{Fe} = k_8 \sqrt{\frac{P}{f}}$	$a = 0{,}012\sqrt{S_{Fe}}$
$N_p = k_9 \sqrt{\frac{R_{Lp} \cdot a}{S_{Fe} \cdot f}}$	$N_W = N_p \cdot \sqrt{\frac{R_{LW}}{R_{Lp}}}$
$d = 2 \cdot \sqrt{\frac{I_p}{i \cdot \pi}}$	$I_p = I_a + \sqrt{\frac{P}{R_{Lp}}}$

S_{Fe}: Przekrój rdzenia	1 cm²
P: moc	1 W
f: najniższa częstotliwość	1Hz = 1/s
a: szczelina powietrzna	1 cm
N_p: liczba zwojów uzwojenia pierwotnego	
N_W: liczba zwojów uzwojenia wtórnego	
R_{Lp}: reaktancja uzwojenia pierwotnego	1Ω
R_{LW}: reaktancja uzwojenia wtórnego	1Ω
d: średnica drutu uzwojenia pierwotnego	1 mm
I_p: prąd pierwotny	1A
I_a: prąd anodowy stały	1A
i: gęstość prądu	1A/mm²

$k_8 = 20 \cdot \sqrt{\frac{Hz}{W}} \cdot cm^2$

$k_9 = 4{,}5 \cdot 10^5 \sqrt{\frac{Hz \cdot mm}{k\Omega}}$

Prostownik, filtr

Prostowanie jednopołówkowe

$U_R = \sqrt{2}\, U_\sim$	$I = I_F$

Prostowanie jednopołówkowe z kondensatorem wygładzającym

$U_R = 2 \cdot \sqrt{2}\, U_\sim$	$I = 0{,}6 \cdot I_F$

Prostowanie dwupołówkowe

$U_R = 2 \cdot \sqrt{2}\, U_\sim$	$U_R = \sqrt{2}\, U_\sim$
$I = 2 \cdot I_F$	$I = 2 \cdot I_F$

Prostowanie dwupołówkowe z kondensatorem wygładzającym

$U_R = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_\sim$	$U_R = \sqrt{2}\, U_\sim$
$I = 1{,}5 \cdot I_F$	$I = 1{,}5 \cdot I_F$

U_R: znamionowe napięcie wsteczne	I_F: znamionowy prąd przewodzenia
$U_\sim$: napięcie zmienne	I: prąd stały

Kondensator wygładzający

$C_L = k_3 \cdot \frac{I}{\Delta U_1}$

C_L: pojemność kondensatora wygładzającego	1 F = 1As/V
I: prąd stały	1A
ΔU_1: napięcie pulsacji	1V

$k_3 = 5 \cdot 10^{-3}$ S przy prostowaniu jednopołówkowym

$k_3 = 1{,}5 \cdot 10^{-3}$ S przy prostowaniu dwupołówkowym

Filtr

$\Delta U_2 = k_4 \frac{\Delta U_1}{R \cdot C}$	$\Delta U_2 = k_5 \frac{\Delta U_1}{L \cdot C}$

ΔU_2: napięcie pulsacji na wyjściu	1V
ΔU_1: napięcie pulsacji na C_L	1V
R: rezystor filtru	1Ω = 1V/A
L: indukcyjność filtru	1H = 1Vs/A
C: pojemność filtru	1F = 1As/V

$k_4 = 3{,}2 \cdot 10^{-3}$ s (filtr RC)

$k_5 = 10^{-5}$ s² (filtr LC)

Tranzystory

Współczynnik wzmocnienia prądowego

$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$

ΔI_C: zmiana prądu kolektora	1A
ΔI_B: zmiana prądu bazy	1A
β: współczynnik wzmocnienia prądowego	

Wzmocnienie prądu stałego

$B = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B}$

B: wzmocnienie prądu stałego	
I_C: prąd kolektora	1A
I_{CEO}: prąd zerowy kolektora	1A
I_B: prąd bazy	1A

Rezystor bazowy

R_B R_C R_B R_C

$R_B \approx 2 \cdot B \cdot R_C$	$R_B \approx B \cdot R_C$

R_B: rezystor bazowy	1Ω
R_C: rezystor kolektorowy	1Ω
B: wzmocnienie prądu stałego	

W tych polach umieszczono równania określające wielkości (prawa, definicje, wzory, uproszczenia)

W tych polach umieszczono równania jednostek

W tych polach umieszczono wyjaśnienia oznaczeń

T Odsyłacz do tablicy w załączniku

W tych polach umieszczono jednostki miary wielkości

W tych polach umieszczono wartości stałe

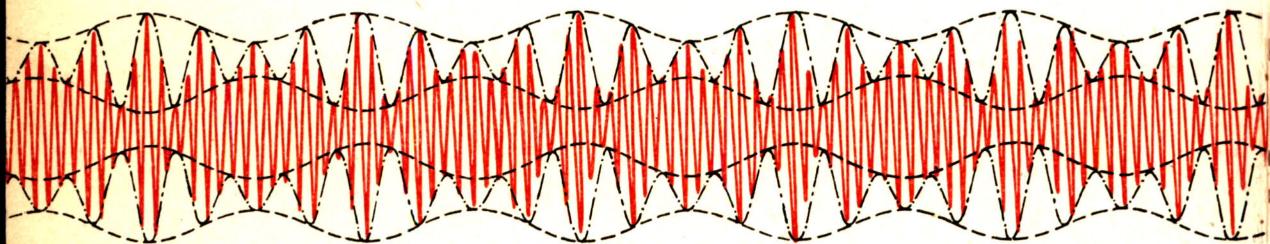
W tych polach umieszczono współczynniki korygujące dla wzorów uproszczonych

LOTHAR KÖNIG

Z RADIEM I TELEWIZJĄ ZA PAN BRAT



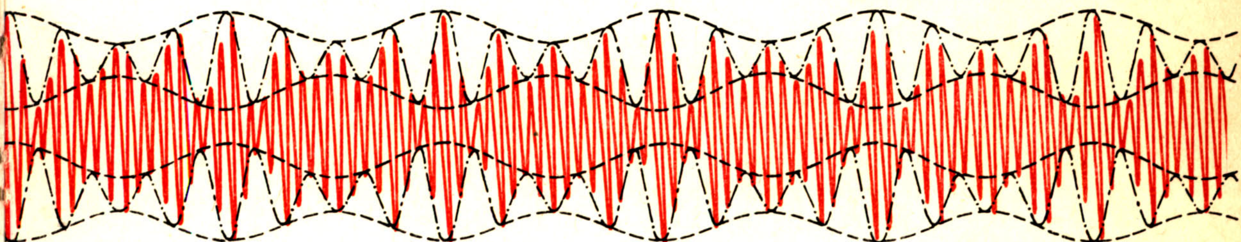
LOTHAR KÖNIG



Ty też to potrafisz

Z radiem i telewizją za pan brat

BUDUJEMY I EKSPERYMENTUJEMY



PAŃSTWOWE WYDAWNICTWO „ISKRY“ · WARSZAWA 1972

Tytuł oryginału niemieckiego: Rundfunk und Fernsehen selbst erlebt
Przekład: Marian Hanasz
Adaptacja: Wiktor Chojnacki
Redaktor: Jerzy Herlinger
Korektor: Danuta Wołodko

Wszystkie prawa zastrzeżone — (C) Urania-Verlag w Lipsku, 1970. Wydanie I autoryzowane dla Państwowego Wydawnictwa „Iskry", Warszawa 1972 r. Printed in the German Democratic Republic. Nakład 20 000 egz. Arkuszy druk. 24. Papier bezdrzewny. Oddano do składania w lutym 1972 r. Druk ukończono w listopadzie 1972 r. w „Gutenberg Buchdruckerei und Verlagsanstalt" w Weimarze. Oprawa w „Interdruck" w Lipsku. Okładka: Wolfgang Würfel. Ilustracje: Gerhard Pippig. Opracowanie typograficzne: Hans-Jörg Sittauer. Cena 75 zł. —

Od tłumacza

Radiotechnika i telewizja to dziedziny bogato reprezentowane w polskiej literaturze fachowej. Książka niemieckiego popularyzatora Lothara Königa, którą udostępniamy właśnie polskiemu Czytelnikowi, jest niezwykła pod każdym względem. Autor daje w niej poważny wykład radiotechniki w sposób bardzo jasny i prosty, ilustrując go znakomitymi rysunkami. Szczególną atrakcję książki stanowi wspólna praca nad budową różnych przyrządów i urządzeń, od najprostszych do bardzo skomplikowanych.
Z tego względu książka warta jest polecenia młodym ludziom w klubach, kółkach zainteresowań i w drużynach harcerskich, a szczególnie tym, którzy eksperymentują zupełnie samotnie. Niewątpliwie odda ona również niemałe usługi nauczycielom wychowania technicznego w szkołach średnich ogólnokształcących, a może nawet stanie się cenną pomocą podczas zajęć warsztatowych w technikach.
W przekładzie zastosowano przyjęte polskie oznaczenia literowe wielkości fizycznych oraz znaki i symbole graficzne. Pewną trudność stanowiła adaptacja do naszych warunków praktycznych wskazówek, których autor nie szczędzi Czytelnikom. Kłopot polega nie tylko na odmienności przedmiotów, nazw i oznaczeń, ale i na tym, że u naszych sąsiadów zza Odry wiele materiałów, części i podzespołów radioamator może kupić w specjalnych sklepach, których sieć jest szeroko rozbudowana. W Polsce można korzystać ze sklepów Składnicy Harcerskiej, sklepów ZURT, sklepów z przecenionymi materiałami radiotechnicznymi i wreszcie ze sklepów fabrycznych niektórych większych zakładów.
Dla ułatwienia pracy amatorowi polskiemu obok materiałów, części, podzespołów i urządzeń dostępnych w NRD podano odpowiedniki polskie. Rzecz jasna w tych warunkach materiał ilustracyjny i obliczeniowy, a także niektóre z rozwiązanych przykładów praktycznych odnoszą się do typów, na których pracował autor. Stosując odpowiedniki można w wielu wypadkach uzyskać nieco inne rezultaty pomiarów. Trzeba się liczyć także z odmiennym rozmieszczeniem otworów w płytkach montażowych, co może wynikać z różnych wymiarów dostępnych dla Czytelnika podzespołów. Ważna jest jednak istota zagadnienia, a ta pozostała bez zmiany.

M. H.

Za pan brat z technicznymi zastosowaniami praw przyrody

Pełną znajomość rzeczy osiąga się przez własne doświadczenie. Stopniowo zdobywa się sprawność, a w końcu nawet biegłość. Trzeba jednak być aktywnym psychicznie i fizycznie.

Jeśli jesteś już czytelnikiem serii „Ty też to potrafisz", na pewno sprawdziłeś doświadczalnie wiele praw fizycznych[1], a może także zastosowałeś je w praktyce, budując proste przyrządy elektryczne[2]. Ta książka ma Ci dopomóc w poznaniu dziedziny techniki zwanej telekomunikacją bezprzewodową, z jej podstawami naukowymi i zastosowaniami, głównie w budowie odbiorników radiowych i telewizyjnych. Wiele elementów składowych radia i telewizji działa w sposób dla początkującego tajemniczy, że już nie wspomnimy o pozornej plątaninie przewodów i części składowych w bardziej skomplikowanym urządzeniu. Uchylimy wspólnie rąbka tajemnicy. Należy budować samemu możliwie dużo, nawet jeśli własnoręcznie wykonane części jakościowo nie dorównują tym, które produkowane są metodami przemysłowymi. W niektórych przypadkach trzeba skapitulować, wówczas pomaga tylko święty Mikołaj albo zaoszczędzony zaskórniak: lampy elektronowe i elementy półprzewodnikowe muszą być kupowane, a nie zawsze są one tanie. Dlatego też należy się z nimi obchodzić bardzo ostrożnie. Na przykład przed pierwszym włożeniem lampy w podstawkę trzeba się upewnić, że przyłożone napięcia nie są większe od znamionowych. Przyszłemu radioamatorowi potrzebny jest – przydatny również do innych celów – zestaw przyrządów pomiarowych i kontrolnych; niektóre z nich sami zbudujemy.

Seria popularnonaukowa „Ty też to potrafisz" przeznaczona jest dla amatorów. Dlatego nie ma tu szczegółowych teoretycznych rozważań opartych często na wzorach matematycznych. Szereg zależności dla większej jasności uproszczono. Dobrze mieć pewną wprawę w pracach ręcznych, a można jej nabrać, budując proste urządzenia. Wymaga to jednak czasu. Nie należy odkładać tej książki, zaraz gdy się okaże, że na następnej stronie nie ma gotowej recepty na budowę telewizora. Najpierw trzeba nauczyć

[1] H. Backe – „Z fizyką za pan brat".

[2] H. Backe i L. König – „Z elektrotechniką za pan brat".

się posługiwać narzędziami i poznać doświadczalnie szereg zależności. Chociaż wszystkie przedstawione tu doświadczenia zostały poprzednio przeprowadzone, a przyrządy są gruntownie wypróbowane, układ wykonany ściśle według podanego wzoru może nie działać. Będzie to okazja do tego, byś się przekonał, czy naprawdę poznałeś zasadę pracy urządzenia i potrafisz świadomie zlokalizować i usunąć niesprawność. Jest to ważniejsze – ale i trudniejsze – niż po prostu zbudowanie przyrządu według podanego wzoru, to wymaga własnej koncepcji twórczej. Ale tylko w ten sposób krok za krokiem można wniknąć w głąb współczesnej techniki.

1. Co jest najbardziej potrzebne?

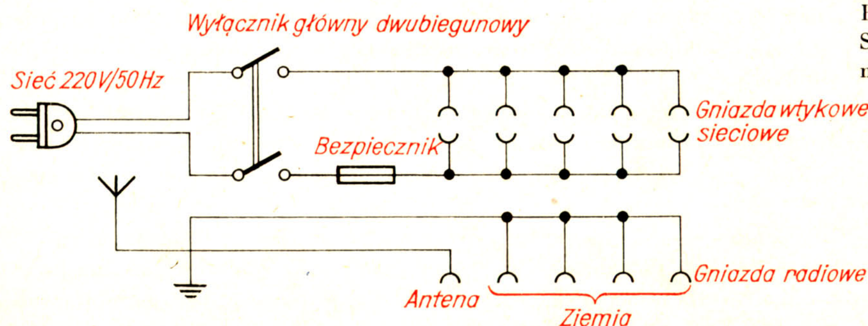
Poznanie dziedziny tak interesującej technicznie jak radio i telewizja jest związane z pewnym wysiłkiem. Nagrodą będzie wiedza i radość z własnoręcznie zbudowanego urządzenia. Nie obejdziemy się bez młotków, pilników, wiertarek, hałaśliwych narzędzi i brudnych prac. Aby więc nie narazić się rodzinie i móc eksperymentować bez przeszkód, trzeba się rozejrzeć za odpowiednim miejscem do pracy. Wybierzemy piwnicę, strych lub po prostu mieszkanie, zależnie od indywidualnych warunków. W każdym razie niezbędny jest własny stół jako miejsce pracy. Do przechowywania narzędzi i materiałów najlepiej użyć starych szuflad lub płaskich skrzynek. Na blacie stołu warsztatowego na stałe zamocujemy jedynie imadło średniej wielkości i — jeśli sobie na to możemy pozwolić — wiertarkę elektryczną ręczną ze stojakiem. Tabl. 1 (str. 339) zawiera wskazówki, jak w przyszłości rozszerzyć zestaw narzędzi.
Byłoby niedobrze, gdybyśmy musieli przerywać pracę z powodu trudności materiałowych. Spróbujemy więc na początek zrobić zapas materiałów. Będziemy używali bakelitowych płyt izolacyjnych o grubościach: 1, 2, 3, 4 i 5 mm i o różnych rozmiarach. Odpadami będą dopiero kawałki mniejsze od 5 cm^2. Innym bardzo potrzebnym materiałem konstrukcyjnym jest miękka blacha stalowa o grubości około 1 mm, o ile to możliwe — ocynkowana. W ostateczności wystarczy również zwykła blacha czarna. Z puszek po konserwach będziemy wykorzystywać boki. Po rozcięciu lutowanego złącza i obcięciu nożycami do blachy zagiętych brzegów, wygładzamy materiał i odkładamy do naszego zapasu. Blacha duraluminiowa, mosiężna i miedziana o grubości 0,5—1,5 mm nie będzie nam wprawdzie potrzebna w takich ilościach jak płyta izolacyjna czy miękka blacha stalowa, ale trochę jej trzeba mieć zawsze na składzie. Do wykonania obwodów drukowanych będą potrzebne odpadowe płytki laminatu miedziowanego o grubości około 1 mm.
Szczególną uwagę poświęcimy skrzynce, w której w oddzielnych przegródkach będą przechowywane wkręty i nakrętki. Małe tabliczki na przegródkach będą informować o ich zawartości. Najczęściej będziemy używali wkrętów i nakrętek M3. Z tego powodu rozdzielimy je dodatkowo według długości, a także według kształtu łbów (z łbem stożkowym, z łbem płaskim cylindrycznym). Oprócz tego potrzebne są również wkręty z gwintem M4

i M5. Będziemy też używali różnego rodzaju przewodów. Do łączenia elementów i podzespołów układu będziemy używać przewodu montażowego miedzianego w izolacji z polichlorku winylu (PCV) o średnicy żyły miedzianej od 0,5 do 0,75 mm. Na początek wystarczy 10—20 m takiego przewodu. Cewki będziemy nawijać przeważnie miedzianym drutem nawojowym emaliowanym. Potrzebne będą druty o średnicach: 0,1 mm; 0,2 mm; 0,3 mm; 0,4 mm; 0,5 mm; 1,0 mm. Drut starannie nawinięty na drewniane szpulki przechowujemy oddzielnie w skrzynce pod warsztatem. W ten sposób unikniemy wszelkich przypadkowych uszkodzeń cienkiej warstwy izolacyjnej emalii.

Aby uniknąć korozji (rdzewienia) części stalowych, trzeba je zabezpieczyć odpowiednią powłoką ochronną. Dobrze nadaje się do tego lakier nitro do malowania pędzlem[1]. Przed zużyciem jednej puszki trzeba kupić nową, żeby zawsze dysponować jakimś zapasem. Jednocześnie z lakierem należy kupić odpowiedni rozpuszczalnik do mycia pędzelka. Klej uniwersalny w rodzaju cristal-cementu, bezkwasowy klej fotograficzny, butelka szelaku, jak również niewielkie ilości spirytusu, rozpuszczalnika benzynowego i trójchlorku żelaza ($FeCl_3$) do wytrawiania obwodów drukowanych w szczelnie zamkniętych butelkach z odpowiednimi napisami uzupełniają podręczny magazyn.

W sklepach z używanymi meblami można znaleźć dobry, stabilny stół; przystosujemy go do naszych potrzeb. W istniejących szufladach – a może sami je zrobimy – układamy narzędzia i materiały; wszystko trzeba przygotować do natychmiastowego użycia. Na większe kawałki płyty izolacyjnej lub blachy należy pod szufladami wykonać odpowiednią przegrodę z listew drewnianych.

Potrzebne nam będą co najmniej trzy sieciowe gniazda wtykowe. Ale lepiej, żeby było ich pięć. Będą one używane do wiertarki elektrycznej lub kolby do lutowania. Gniazda należy przymocować obok siebie na listwie o szerokości 15 cm. Długość listwy zależy od długości stołu. Na części listwy o szerokości około 2 cm i długości 10 cm przymocujemy nieco większą płytkę izolacyjną zaopatrzoną w 4 do 6 gniazd radiowych. Do jednego gniazda przyłączamy antenę zewnętrzną, pozostałe należy połączyć między sobą i dobrze uziemić. Gniazdko antenowe należy wyraźnie oznaczyć, aby

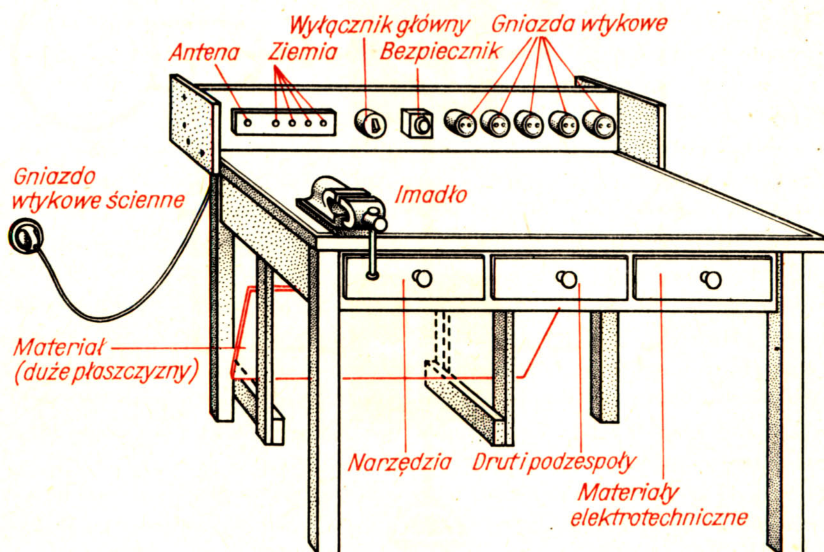


Rys. 1
Schemat zasilania miejsca pracy

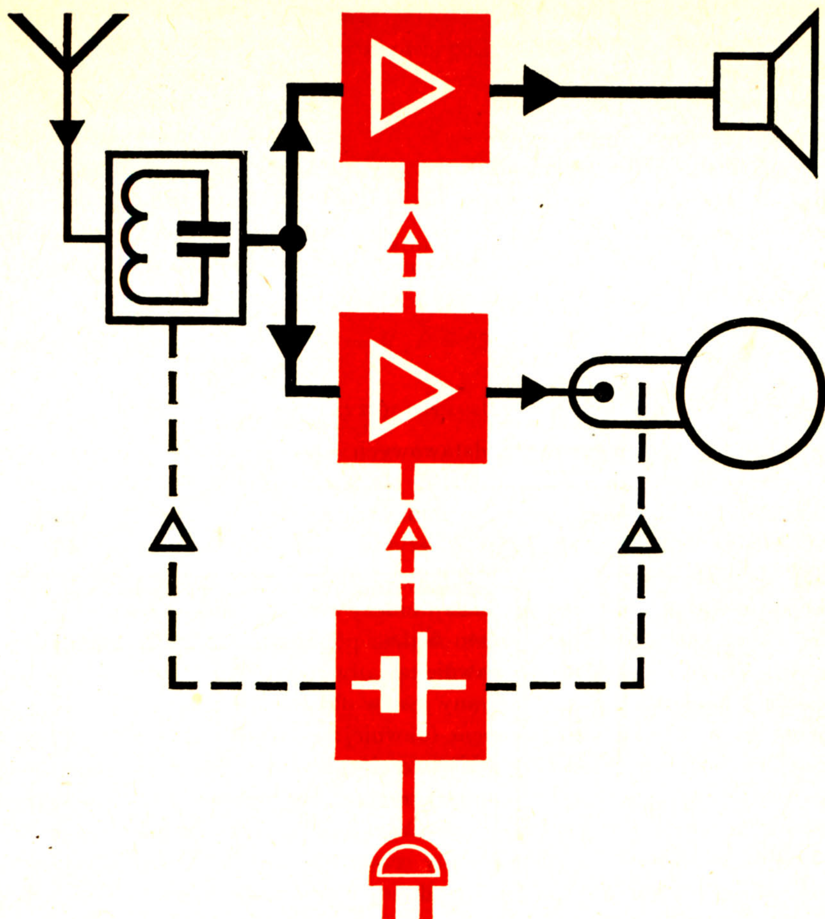
[1] Lakier „Nitro U" w puszkach o zawartości około 0,35 kg.

uniknąć pomyłek. Dobrze jest wbudować główny wyłącznik sieci 220 V (tzw. automat). Umożliwia on wyłączenie całego zasilania sieciowego wieczorem po zakończeniu pracy lub w razie nagłej potrzeby. Wyłącznik powinien działać przy przepływie prądu o natężeniu przekraczającym połowę wartości prądu znamionowego bezpieczników mieszkaniowych. Przy 6 A stosujemy wyłącznik 3 A, przy 10 A użyjemy wyłącznika 6 A. Rys. 1 przedstawia elektryczny układ połączeń stanowiska pracy. Po wykonaniu instalacji należy listwę mocno połączyć ze stołem, najlepiej za pomocą dwu małych desek, przytwierdzonych wkrętami do listwy i do płyty stołu. Rys. 2 przedstawia stół przygotowany do pracy.

Rys. 2
Warsztat pracy



Lutownicę wyposażymy w stojaczek (wspornik) wykonany z drutu stalowego lub blachy. Nagrzana część lutownicy po odłożeniu powinna znajdować się w odległości 5 cm od płyty stołu. W żadnym razie nie kładziemy włączonej lutownicy bezpośrednio na stole: to grozi pożarem!
Na zakończenie prac przygotowawczych nie można zapomnieć o oświetleniu. Może to być lampa z wysięgnikiem pantografowym lub stołowa z przegubem. W każdym razie musi równomiernie oświetlać całą powierzchnię stołu.
Przejdziemy teraz do krótkiej prezentacji najważniejszych praw i niektórych elementów radiotechniki.



Podstawy radiotechniki

2. Podzespoły

Nieodzowne jest poznanie podstawowych praw elektrotechniki, choćby bardzo pobieżne. Bez ich znajomości nie obejdziemy się w dalszej pracy. Nie zawsze będziemy przecież budować według recepty. Przeciwnie, chcemy zrozumieć, dlaczego jakiś rezystor musi mieć rezystancję właśnie 500 kΩ (kiloomów), a nie 50 kΩ. Byłoby dobrze nie poprzestawać na tym krótkim wprowadzeniu. Przy okazji należy zapoznać się z tym bliżej[1]. Elementem, który bardzo często będzie potrzebny do budowy układów elektrycznych, jest rezystor (dawniej zwany opornikiem). Rezystor jest to element konstrukcyjny. Stosowany jest w układach elektrycznych. Kupujemy go w sklepach. *Rezystancja* (dawniej: oporność) stanowi określone pojęcie. Jest ona zasadniczą właściwością rezystora. Rezystancja określa przeszkodę, jaką napotyka prąd elektryczny. Im większa rezystancja, tym natężenie prądu jest bardziej ograniczone. Jeśli natężenie prądu w obwodzie ma być zwiększone bez zmiany rezystancji, trzeba podnieść napięcie wywołujące przepływ prądu. Dla danej rezystancji stosunek napięcia i prądu jest niezmienny. Im większe jest napięcie, tym większe natężenie prądu. To prawo fizyczne wykorzystujemy do określenia wartości rezystancji.

$$\text{Rezystancja} = \frac{\text{napięcie}}{\text{natężenie prądu}}$$ albo zapisując to w sposób algebraiczny

$$R = \frac{U}{I}$$

Jednostką miary rezystancji R jest *om* oznaczany grecką literą Ω (omega). Ponieważ napięcie U mierzymy w woltach (V), a prąd I w amperach (A), zależność między jednostkami miary tych trzech wielkości wyraża się równaniem:

$$1\,\Omega = \frac{1\,\text{V}}{1\,\text{A}};$$

$$1000\,\Omega = 10^3\,\Omega = 1\,\text{k}\Omega \text{ (kiloom)}$$

$$1000000\,\Omega = 10^6\,\Omega = 1\,\text{M}\Omega \text{ (megaom)}$$

[1] H. Backe – „Z fizyką za pan brat”. H. Backe i L. König – „Z elektrotechniką za pan brat”.

Rozwiążmy teraz trzy przykłady:

a) Na żarówce do latarki kieszonkowej podano napięcie i natężenie prądu 4 V/0,3 A.

Jaką ma ona rezystancję?

$$R = \frac{U}{I} = \frac{4\ \text{V}}{0{,}3\ \text{A}} = 13{,}3\ \Omega.$$

b) W obwodzie znajduje się rezystor o rezystancji 25 Ω. Dopuszczalne natężenie prądu rezystora wynosi 2 A. Jakie napięcie można przyłożyć?

Ze wzoru $R = \frac{U}{I}$ wynika, że $U = R \cdot I = 25\ \Omega \cdot 2\ \text{A} = 25\ \frac{\text{V}}{\text{A}} \cdot 2\ \text{A} = 50\ \text{V}$.

c) Jaki prąd popłynie przez rezystor o rezystancji 25 Ω, jeśli przyłożymy do niego napięcie 10 V?

$$I = \frac{U}{R} = \frac{10\ \text{V}}{25\ \Omega} = \frac{10\ \text{V}}{25\frac{\text{V}}{\text{A}}} = \frac{10\ \text{VA}}{25\ \text{V}} = 0{,}4\ \text{A}.$$

Natężenie prądu, jakim możemy obciążyć rezystor, zależy od tego, jaką moc elektryczną P można zamienić na ciepło w rezystorze. Moc jest iloczynem natężenia przepływającego prądu i przyłożonego napięcia:

$$P = U \cdot I.$$

Jednostką miary mocy jest *wat* (symbol W).

$$\frac{1}{1000}\ \text{W} = 10^{-3}\ \text{W} = 1\ \text{mW (miliwat)}.$$

$$1\ \text{W} = 1\ \text{V} \cdot 1\ \text{A};$$

$$1000\ \text{W} = 10^{3}\ \text{W} = 1\ \text{kW (kilowat)}.$$

Rezystor 25 Ω z naszego ostatniego przykładu ma moc maksymalną (obciążalność) równą

$$P = U \cdot I = 50\ \text{V} \cdot 2\ \text{A} = 100\ \text{W}.$$

Nie zawsze przy określaniu obciążalności rezystora znamy prąd i napięcie. Jeśli z równania $R = \frac{U}{I}$ wyprowadzimy U i I i te dwie zależności kolejno podstawimy do wzoru na obliczenie mocy, to otrzymamy postaci, w których poza rezystancją występuje tylko prąd albo tylko napięcie:

$$P = R \cdot I^2 \quad \text{i} \quad P = \frac{U^2}{R}$$

Przyjmijmy, że przez rezystor 2,2 kΩ płynie prąd 30 mA. Jakie jest obciążenie tego rezystora?

$$P = R \cdot I^2 = 2{,}2 \cdot 10^3 \frac{\text{V}}{\text{A}} (30 \cdot 10^{-3}\ \text{A})^2 = 2{,}2 \cdot 10^3 \frac{\text{V}}{\text{A}} \cdot 900 \cdot 10^{-6}\ \text{A}^2 =$$

$$= 2{,}2 \cdot 900 \cdot 10^{-3}\ \text{VA} = 2{,}2 \cdot 0{,}9\ \text{W} = 1{,}98\ \text{W}.$$

Jeśli, przeciwnie, znamy tylko napięcie, powiedzmy 100 V, przyłożone do rezystora o rezystancji 470 kΩ, to jest on obciążony:

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{100^2\ \mathrm{V}^2}{470 \cdot 10^3 \frac{\mathrm{V}}{\mathrm{A}}} = \frac{10^4\ \mathrm{V}^2}{470 \cdot 10^3 \frac{\mathrm{V}}{\mathrm{A}}} = \frac{10\ \mathrm{W}}{470} \approx 0{,}02\ \mathrm{W}$$

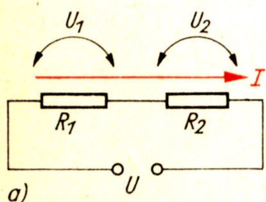
Najprostszy rezystor stanowi kawałek przewodu. Im jest on dłuższy i cieńszy, tym większa jest rezystancja. Zależy ona ponadto od materiału; miedź jest lepszym przewodnikiem niż żelazo. Zależność matematyczna wyraża się wzorem:

$$R = \varrho \cdot \frac{l}{S}$$

Oznaczenia:

ϱ – rezystywność (oporność właściwa) materiału – patrz tabl. 2, str. 340
l – długość przewodu,
S – przekrój przewodu.

I tu również rozpatrzymy pewien przykład.

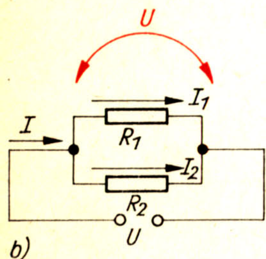


Należy wykonać rezystor o rezystancji 50 Ω z drutu konstantanowego o średnicy d = 0,2 mm Jaka długość drutu jest tu potrzebna?

$$l = \frac{R \cdot S}{\varrho} = \frac{R \cdot \pi \cdot d^2}{\varrho \cdot 4} = \frac{50\ \Omega \cdot \pi \cdot 0{,}04\ \mathrm{mm}^2}{0{,}5 \cdot \frac{\Omega \cdot \mathrm{mm}^2}{\mathrm{m}} \cdot 4} = \frac{50\ \Omega \cdot \pi \cdot 0{,}04\ \mathrm{mm}^2 \cdot \mathrm{m}}{4 \cdot 0{,}5\ \Omega \cdot \mathrm{mm}^2} =$$

$$= 100 \cdot \pi \cdot 0{,}01\ \mathrm{m} = 3{,}14\ \mathrm{m}.$$

Często trzeba łączyć rezystory szeregowo lub równolegle, nie każdy bowiem dowolny rezystor można dostać w sklepie. Produkowane są rezystory tylko o określonych wartościach rezystancji.
Dla obu rodzajów połączeń obowiązują następujące prawidłowości (por. rys. 3).



Połączenie szeregowe.	Połączenie równoległe.
$R = R_1 + R_2$	$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$
$U = U_1 + U_2$	$U = \mathrm{const}$
$I = \mathrm{const}$	$I = I_1 + I_2$
$\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1}{R_2}$	$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2}{R_1}$

Rys. 3
Schematy połączeń rezystorów:
a) połączenie szeregowe;
b) połączenie równoległe

Szczególnie interesują nas wzory służące do obliczania rezystancji w różnych układach połączeń rezystorów. Przyjmijmy, że potrzebny jest nam rezystor 60 kΩ. Ponieważ rezystory takie nie są produkowane, musimy tę rezystancję uzyskać łącząc odpowiednio rezystory istniejące.
Jeśli mamy rezystory 33 kΩ i 27 kΩ, to połączymy je szeregowo, ponieważ

$$R = R_1 + R_2 = 33\ \mathrm{k\Omega} + 27\ \mathrm{k\Omega} = 60\ \mathrm{k\Omega}.$$

Tę samą wartość możemy uzyskać również przez połączenie równoległe; jeden rezystor (R_1) niech ma przykładowo 120 kΩ. Jaką wartość musi mieć R_2?

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2},$$

$$\text{a więc } \frac{1}{R_2} = \frac{1}{R_{wyp.}} - \frac{1}{R_1} = \frac{1}{60\ \text{k}\Omega} - \frac{1}{120\ \text{k}\Omega} =$$

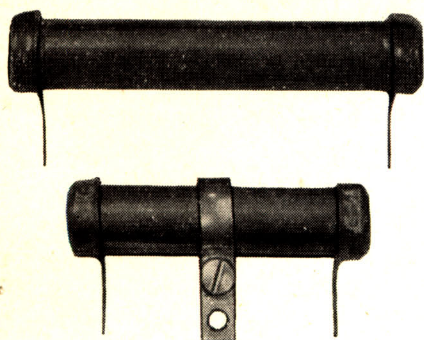
$$= \frac{2}{2 \cdot 60\ \text{k}\Omega} - \frac{1}{120\ \text{k}\Omega} = \frac{2-1}{120\ \text{k}\Omega} = \frac{1}{120\ \text{k}\Omega} \cdot R_2 = 120\ \text{k}\Omega.$$

Zatem dwa jednakowe rezystory połączone równolegle dają rezystancję wypadkową równą połowie wartości rezystancji jednego rezystora.
Rozróżniamy szereg różnych wykonań rezystorów. Interesują nas szczególnie rezystory drutowe i warstwowe. W przypadku *rezystorów drutowych* przewód oporowy nawinięty jest jednowarstwowo na korpusie ceramicznym o kształcie cylindrycznym. Dla ochrony uzwojenia przed uszkodzeniami mechanicznymi i chemicznymi oraz wpływami atmosferycznymi nakłada się na uzwojenie warstwę emalii. Rezystory drutowe będziemy stosować tylko tam, gdzie obciążenie prądowe jest bardzo duże. W większości przypadków używamy *rezystorów węglowych warstwowych*. Tutaj na ceramiczną kształtkę nośną naniesiona jest cienka warstwa krystalicznego węgla. Aby przy małych wymiarach uzyskać dużą wartość rezystancji, w warstwie nacina się zwoje. W zależności od szerokości zwoju otrzymuje się dłuższą lub krótszą wstęgę, a zatem większą lub mniejszą wartość rezystancji. Rezystory warstwowe są również powlekane dla ochrony warstwą lakieru. W szeregu rezystorów E12 produkowanych seryjnie z tolerancją ± 10% rozróżnia się:

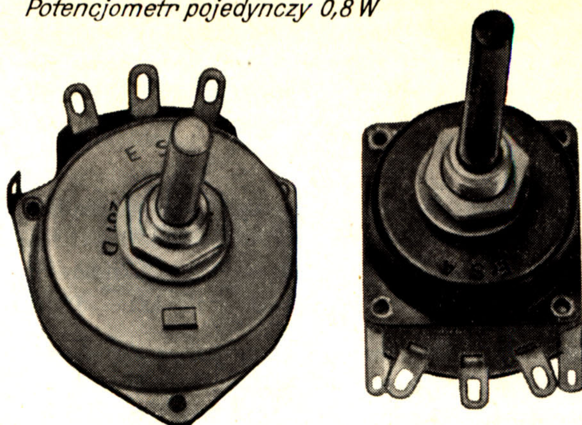
10	18	33	56
12	22	39	68
15	27	47	82

Każda liczba może mieć mnożnik 0,1; 1; 10; 100; 1000 itd. Np. dla liczby 47 wynikają stąd wartości rezystancji 4,7 Ω; 47 Ω; 470 Ω; 4,7 kΩ; 47 kΩ; 470 kΩ; 4,7 MΩ; Rezystory warstwowe produkowane są dla obciążeń 0,05; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 3 i 5 W.
Rezystory oznaczone są na ogół przez odpowiedni nadruk. Rezystory do 0,125 W ze względu na ich małe wymiary są oznaczane kolorowymi punktami lub obrączkami zgodnie z międzynarodowym systemem oznaczeń. Znaczenie barw poszczególnych punktów podano w tabl. 3 (str. 341).
W wielu przypadkach potrzebne są nam rezystory o rezystancji nastawianej. Produkowane są rezystory zmienne zarówno warstwowe, jak i drutowe, z ruchomym ślizgaczem. Technicy nazywają je *potencjometrami*. Mają one trzy końcówki: początek i koniec rezystora oraz ślizgacz. Jeśli rezystancja zmienia się między początkiem (lub końcem) uzwojenia, a stykiem ślizgowym proporcjonalnie do kąta obrotu, to mówimy o potencjometrze z charakterystyką prostoliniową (potencjometrze liniowym). I takich przeważnie będziemy używali. Jednak poza tym potrzebne nam będą

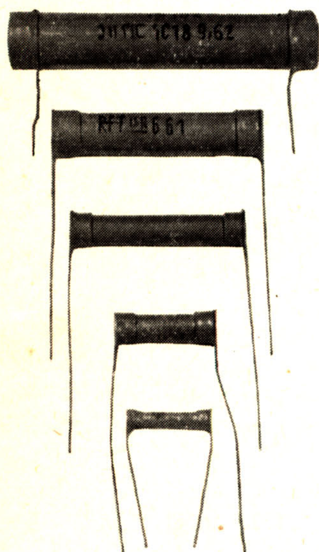
Rezystory drutowe

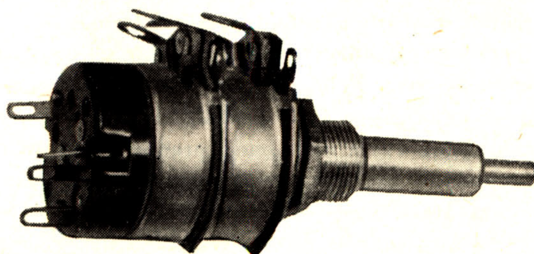


Potencjometr pojedynczy 0,8 W

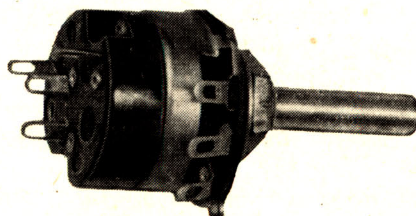


Rezystory warstwowe o różnej obciążalności

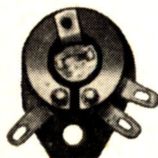




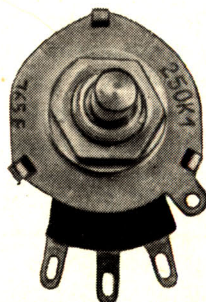
Podwójny potencjometr z wyłącznikiem; 0,3 W



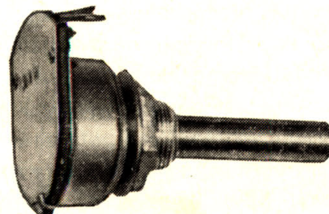
Potencjometr pojedynczy z wyłącznikiem; 0,3 W



Rezystor zmienny 0,1 W



Potencjometr pojedynczy 0,3 W



Potencjometr pojedynczy; 0,2 W

również pojedyncze potencjometry logarytmiczne, na przykład do właściwego nastawiania siły głosu. Potencjometry często są sprzężone z wyłącznikiem. Rys. 4 przedstawia różne wykonania rezystorów stałych i zmiennych. Do budowy naszych urządzeń poza rezystorami bardzo często potrzebne nam będą *kondensatory*. W najprostszym przypadku kondensator składa się z dwu metalowych płytek, które oddzielone są od siebie warstwą izolującą – *dielektrykiem*. Kondensator ma zdolność gromadzenia ładunków elektrycznych. Miarą możliwości gromadzenia ładunków jest *pojemność C*. Jest ona tym większa, im większa jest powierzchnia okładzin kondensatora i im mniejszy jest odstęp między nimi, byle się z sobą nie zetknęły. Pojemność kondensatora płaskiego obliczamy wg wzoru:

Rys. 4 na str. 16
Różne rodzaje rezystorów

$$C_{(pF)} = \frac{\varepsilon \cdot S}{0,9 \cdot 4 \pi d}$$

gdzie S – powierzchnia jednej okładziny w cm^2;
d – odległość między płytami w cm;
ε – przenikalność dielektryczna (patrz tabl. 4, str. 342).

Jednostką pojemności jest *farad*, w skrócie *F*. Zależność tej jednostki od poznanych dotychczas jest następująca:

$$1\,F = 1 \frac{As}{V}$$

W radiotechnice farad jest jednostką zbyt dużą. Będziemy posługiwali się tylko małymi ułamkami farada,

10^{-6} F = 1 μF (mikrofarad);
10^{-9} F = 1 nF (nanofarad); 1000 nF = 1 μF;
10^{-12} F = 1 pF (pikofarad); 1000 pF = 1 nF.

Zróbmy i tu jedno obliczenie. Według niego zbudujemy następnie po raz pierwszy sami podzespół radiowy, a później zastosujemy go do strojenia prostego odbiornika radiowego.

Kto ma mało doświadczenia w obróbce metali i płyt izolacyjnych, nabierze przy tej okazji pewnej wprawy. Trzeba tu zastosować prawie wszystkie zasadnicze rodzaje obróbki, jak trasowanie, punktowanie, wiercenie, nitowanie, obróbka pilnikiem płaskim i kątowym, zdejmowanie zadziorów, piłowanie, gięcie, gwintowanie, lakierowanie; opanowanie ich jest niezbędnym warunkiem budowy urządzeń elektronicznych. Czytelnik mający wprawę w tego rodzaju pracach może pominąć budowę podzespołu; zastosuje w tym celu kondensator zmienny z izolacją stałą albo jeszcze lepiej kondensator z izolacją powietrzną o pojemności 500 pF.

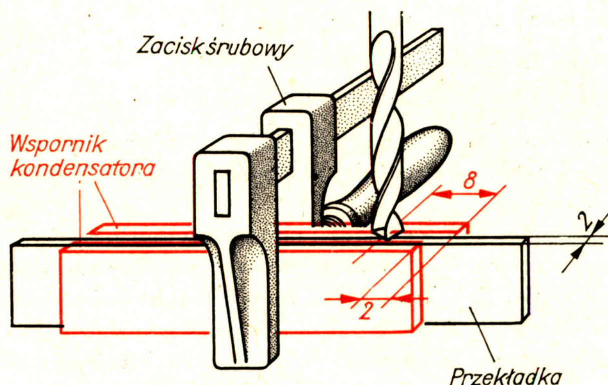
Nasz kondensator własnej roboty powinien mieć największą pojemność 600 pF. Zmniejszenie tej wielkości nie jest problemem: po prostu wysuniemy płyty spomiędzy siebie. Jako dielektryka użyjemy cienkiego papieru przebitkowego (do maszyny do pisania) o grubości 0,06 mm. Stała dielektryczna takiego dielektryka wynosi około 1,5. Teraz ustalimy, jak duża ma być powierzchnia płyt naszego kondensatora; przekształcimy wzór na pojemność celem wyznaczenia powierzchni:

$$S = \frac{0{,}9 \cdot 4\,\pi \cdot d \cdot C}{\varepsilon} = \frac{0{,}9 \cdot 4 \cdot 3{,}14 \cdot 0{,}006\ \mathrm{cm} \cdot 600\ \mathrm{pF}}{1{,}5} = 27{,}2\ \mathrm{cm}^2.$$

Okładziny niech będą kwadratowe. Długość boku wyniesie wobec tego 5,22 cm. Dla pewności powiększymy ją do 5,5 cm.

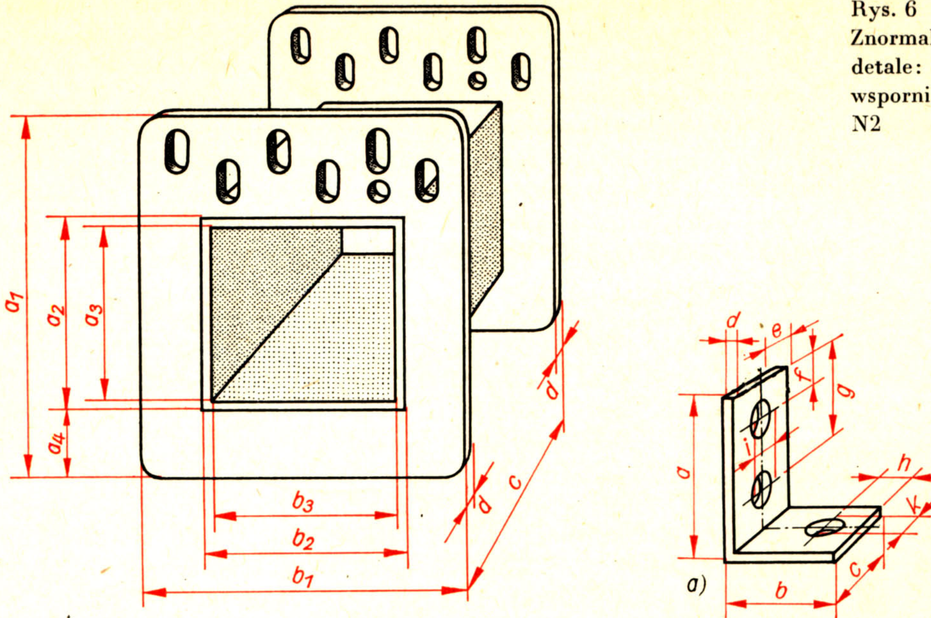
Wykonujemy kondensator strojeniowy

Z miękkiej blachy stalowej o grubości 1 mm wycinamy dwie kwadratowe płytki o bokach długości 55 mm. Najpierw należy je jak najlepiej wyprostować, używając młotka drewnianego lub gumowego. Następnie wyrównujemy brzegi pilnikiem, zachowując między bokami kąty proste i oczyszczamy z zadziorów. Płaskość powierzchni sprawdzamy linią stalową lub suwmiarką. Szpara widoczna między materiałem a przymiarem wskazuje, gdzie należy jeszcze ująć materiału pilnikiem. Następnie wykonujemy z płyty izolacyjnej o grubości 4 mm dwa elementy. Oba powinny mieć szerokość 16 mm. Jeden będzie długości 83 mm, drugi długości 87 mm. Wkładamy między nie płytkę izolacyjną o grubości 2 mm, ściskamy uchwytami śrubowymi i zgodnie z rys. 5 wiercimy dokładnie w środku ścianek otwór o średnicy 6 mm.
Następnie wykonamy wspornik mocujący. Ponieważ będziemy często używali takich wsporników, znormalizujemy je według rys. 6. Trzeba tylko podać wymiary wspornika w mm:



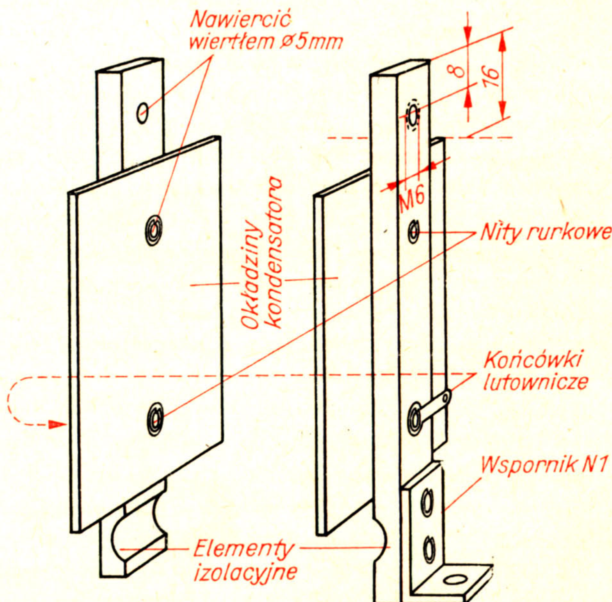
Rys. 5
W ten sposób należy nawiercić jednocześnie oba wsporniki kondensatora

$a = 16$; $b = 10$; $c = 16$; $d = 1$; $e = 8$; $f = 3$; $g = 13$, $h = 5$; $i = k = 3$.
Gotowy wspornik malujemy lakierem. Podczas gdy będzie sechł, wywiercimy w dłuższym elemencie izolacyjnym otwór o średnicy 5 mm i nagwintujemy go M6. Krótszy element lekko nawiercamy w tym samym miejscu. Miejsce to jest widoczne na rys. 7. Okładziny kondensatora i elementy izolacyjne umocowane są na wsporniku nitami rurkowymi o średnicy 3 mm. Aby główki nitów nie wystawały poza okładziny, pogłębiamy otwory przed założeniem nitów. Na każdym nicie umieszczamy jednocześnie końcówkę lutowniczą, celem późniejszego włączenia okładzin w obwód elektryczny.



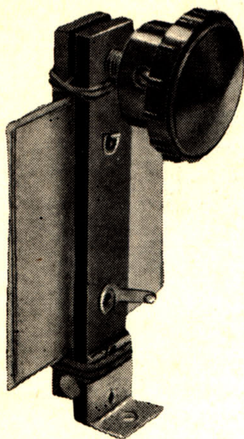
Rys. 6
Znormalizowane detale: wspornik N1 i karkas N2

Teraz następuje najtrudniejsza część pracy; obróbka przeciwległych płaszczyzn okładzin kondensatora. Wykonując obliczenie przyjęliśmy grubość przekładki papierowej jako odległość okładzin.



Rys. 7
W ten sposób nitujemy okładziny ze wspornikami

Jaki wpływ ma powiększenie odstępu wynikające z nierówności okładzin na pojemność naszego kondensatora? Łatwo obliczyć. Dlatego podejdziemy do zagadnienia bardzo starannie i naukowo. Mocujemy element



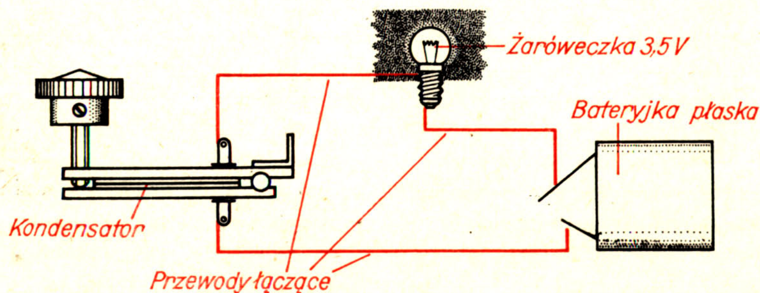
Rys. 8
Kondensator zmienny ściskany własnej roboty.

izolacyjny w imadle wzdłuż dłuższej płaszczyzny i podczas obróbki sprawdzamy ciągle po przekątnej i równolegle do krawędzi, gdzie jeszcze trzeba zebrać materiał pilnikiem. Najlepiej użyć pilnika trójkątnego. Na krawędziach nie przyciskajmy zanadto okładzin, aby nie pogiąć blachy. Po dwu, trzech godzinach dzieło powinno być gotowe. Usuwamy zadziory na krawędziach, oczyszczamy obrabiane powierzchnie i pokrywamy warstewką oleju. Malować nie wolno. Odległość między okładzinami powiększyłaby się w ten sposób, a emalia działałaby jako dodatkowy dielektryk. Jedynie nie obrabiane powierzchnie zewnętrzne pociągniemy ponownie emalią.

Następnie z okrągłego pręta stalowego lub duraluminiowego o średnicy 6 mm ucinamy dwa kołki o długości 16 i 25 mm. Krótszy opiłowujemy i usuwamy zadziory na powierzchniach czołowych. Gotowy kołek stanowić będzie sworzeń łożyska wahliwego. Koniec dłuższego kołka opiłowujemy w kształt stożka, którego kąt wierzchołkowy jest nieco ostrzejszy niż otwór fasowany w krótszym elemencie izolacyjnym. Następnie zdejmujemy zadziory z drugiego nie obrobionego końca. Powyżej stożka nacinamy na kołku gwint M6. Długość gwintu wynosi około 15 mm. Możemy teraz zmieniać pojemność naszego kondensatora. Gałka założona na nie nagwintowany koniec kołka ułatwia dokładne nastawianie.

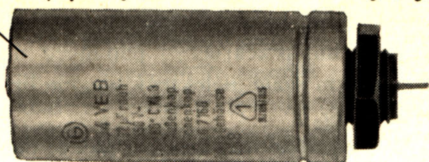
Wreszcie przekładkę papierową powlekamy obustronnie szelakiem, by uszczelnić pory znajdujące się zawsze w papierze. Wykonane części zestawiamy według rys. 8. Sprawdzamy raz jeszcze, czy okładziny stykają się równo we wszystkich punktach, wkładamy papier między okładziny, wsuwamy sworzeń w łożysko wahliwe, kilka razy owijamy elementy izolacyjne gumkami – recepturkami – powyżej i poniżej okładzin i wkręcamy nagwintowany kołek. Zbudowaliśmy w ten sposób zmienny kondensator ściskany. Za pomocą bateryjki i żaróweczki od latarki kieszonkowej sprawdzamy, czy nie ma zwarcia, zgodnie z rys. 9. Żaróweczka nie powinna się zaświecić. Jeśli jest zwarcie, to należy sprawdzić jeszcze raz krawędzie okładzin. Być może zostawiliśmy gdzieś zadzior. Usuwamy go i zakładamy nową przekładkę papierową. Następnie chowamy nasz pierwszy własnoręcznie wykonany podzespół. Przyda się nam wkrótce.

Kondensatory produkowane fabrycznie działają na tej samej zasadzie, ale podobieństwo nie jest widoczne na pierwszy rzut oka. Rys. 10 przedstawia różne kondensatory. Okładziny kondensatorów zwijanych i blokowych stanowi cienka folia metalowa; jako izolacja służy specjalnie przygotowany papier (w kondensatorach papierowych) lub folia polistyrenowa (w kondensatorach styrofleksowych). Folia metalowa i izolacja są zwinięte razem

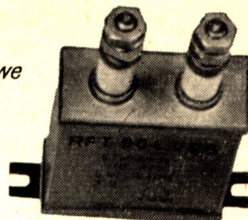


Rys. 9
Badamy kondensator na zwarcie

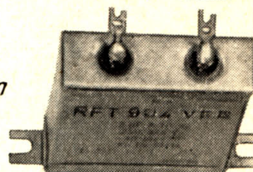
Wysokonapięciowy kondensator elektrolityczny

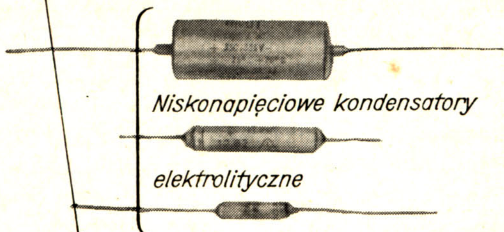


Kondensatory blokowe wysokonapięciowe



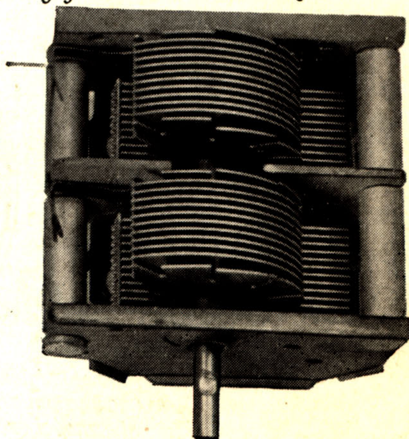
Kondensator z papierem metalizowanym

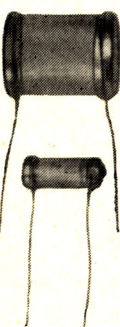


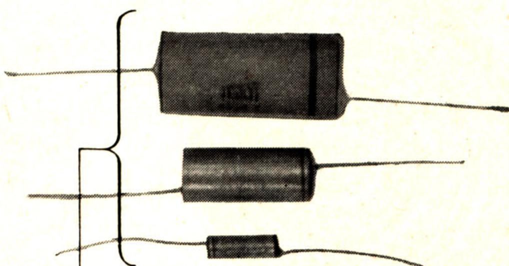


Niskonapięciowe kondensatory elektrolityczne

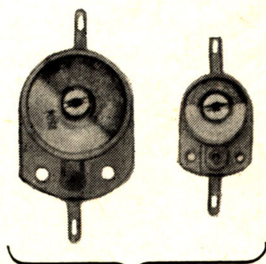
Podwójny kondensator zmienny





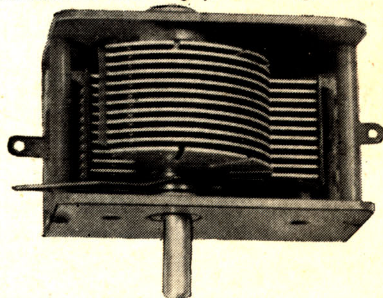


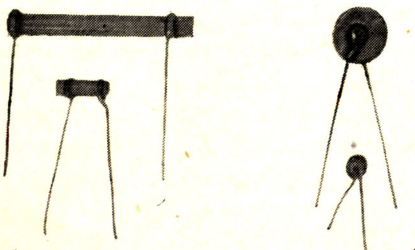
Kondensatory zwijane



Ceramiczne trymery krążkowe

Kondensator zmienny powietrzny

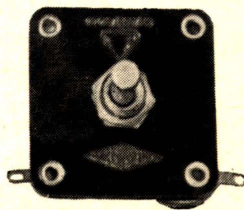




Kondensatory ceramiczne



Kondensator przepustowy

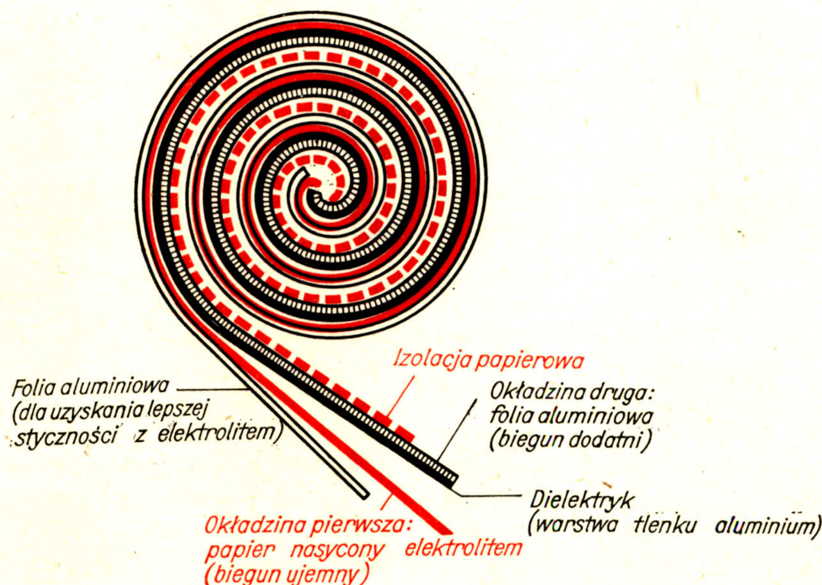


Kondensator bakelitowy zmienny

Rys. 10
Różne rodzaje kondensatorów

w postaci zwijki i umieszczone w hermetycznej obudowie. Jedynie dwa przewody doprowadzające wydostają się na zewnątrz. Stosując kondensator musimy zawsze uważać, aby nie przekroczyć podanego napięcia znamionowego, ponieważ w przeciwnym razie dielektryk ulegnie przebiciu i w ten sposób zniszczymy kondensator.

Szczególny przypadek stanowią kondensatory zawierające papier metalizowany. Okładzina metalowa naparowana jest tu na papier. Stanowi ona bardzo cienką warstwę. *Kondensatorów elektrolitycznych* używamy przy dużych pojemnościach. Są one produkowane również w postaci zwijek. Nazwę swą zawdzięczają elektrolitowi, który stanowi jedną z okładzin. Drugą okładziną jest folia aluminiowa, jednostronnie oksydowana (utleniona). Ta warstwa tlenku działa jako dielektryk. Rys. 11 przedstawia wewnętrzną budowę kondensatora elektrolitycznego. We wszystkich innych typach



Rys. 11
Budowa kondensatora elektrolitycznego

kondensatorów obie okładziny metalowe można polaryzować dowolnie napięciem stałym. Natomiast kondensator elektrolityczny należy włączać tylko w taki sposób, aby elektrolit połączony z aluminiową obudową kondensatora dołączony był zawsze do bieguna ujemnego źródła napięcia. Dlatego kondensatorów elektrolitycznych używać można tylko w obwodach prądu stałego. *Kondensatory ceramiczne* mają kształt krążków lub rurek. Okładziny, najczęściej srebrne, są wypalone na wewnętrznych i zewnętrznych ściankach kondensatorów rurkowych i na czołowych powierzchniach krążków kondensatorów krążkowych. Dielektrykiem jest tu korpus ceramiczny.

Poza wspomnianymi kondensatorami stałymi potrzebne są nam również kondensatory o zmiennej pojemności. Jeśli pojemność ma być nastawiona tylko jeden jedyny raz, na przykład przy strojeniu radioodbiornika, to używamy trymerów nastawnych. Natomiast *kondensatory o zmiennej płynnie pojemności* służą między innymi do dostrajania odbiornika radio-

wego do częstotliwości pożądanej stacji nadawczej – jak np. wykonany przez nas kondensator ściskany. Dielektrykiem jest tu powietrze. Produkowane są także kondensatory zmienne z dielektrykiem stałym z polistyrenu, polietylenu lub bakelitu. Pojemność zmienia się w ten sposób, że ruchomy pakiet okładzin (rotor) wprowadzamy głębiej lub płycej w nieruchomy pakiet okładzin (stator) i w ten sposób zwiększamy lub zmniejszamy powierzchnię czynną.

Kondensatory, podobnie jak rezystory, produkuje się w określonych wartościach pojemności. I tu niezbędne wartości pośrednie musimy sami zestawić w odpowiednich układach. Obowiązujących zależności nie wolno nam pomylić z tymi, które ważne są dla rezystancji. Łącząc równolegle dwa kondensatory zwiększamy powierzchnię czynną. Pojemność jest więc odpowiednio większa. Pojemność dwu kondensatorów połączonych równolegle:

$$C = C_1 + C_2.$$

Przykład: dwa kondensatory o pojemności 10 nF i 5 nF są połączone równolegle. Pojemność wypadkowa wynosi zatem:

$$C = 10\ \mathrm{nF} + 5\ \mathrm{nF} = 15\ \mathrm{nF}.$$

Jeśli natomiast kondensatory połączymy szeregowo, to jakbyśmy zwiększali odległości między okładzinami. Pojemność wypadkowa będzie wtedy mniejsza.

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{1}{10\ \mathrm{nF}} + \frac{1}{5\ \mathrm{nF}} = \frac{1}{10\ \mathrm{nF}} + \frac{2}{2 \cdot 5\ \mathrm{nF}} = \frac{1+2}{10\ \mathrm{nF}} = \frac{3}{10\,\mathrm{nF}};$$

a więc: $C = \frac{10\,\mathrm{nF}}{3} = 3{,}33\ \mathrm{nF}.$

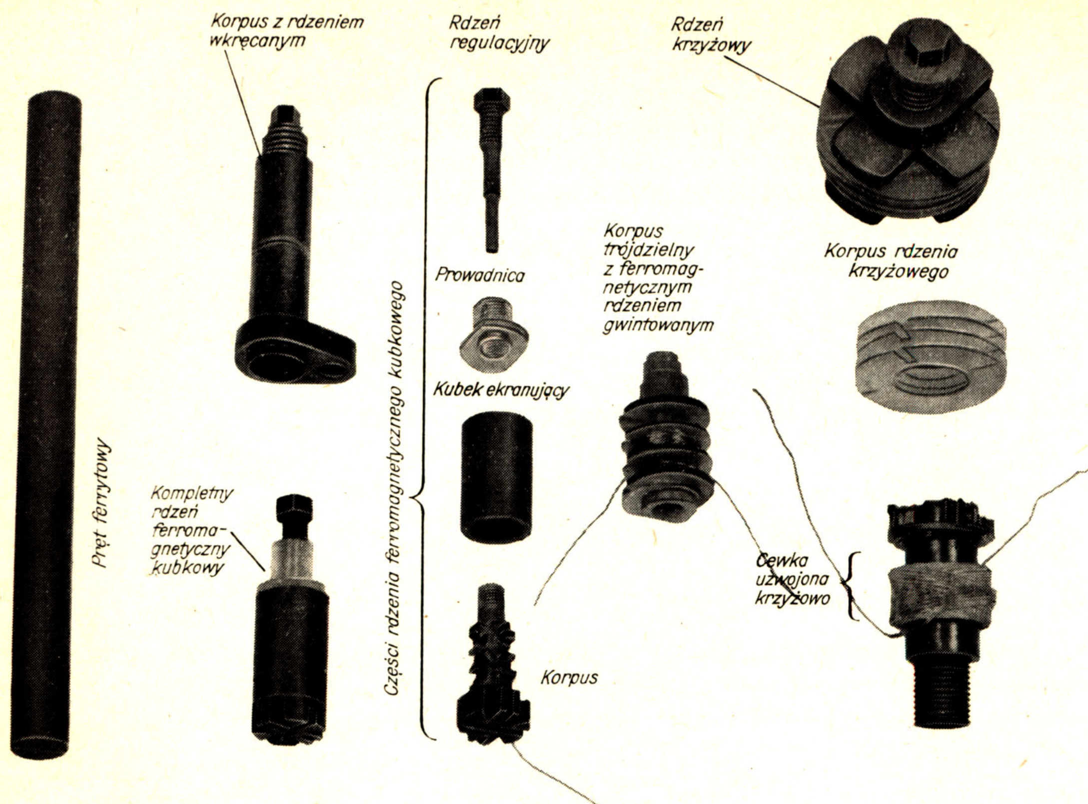
Zajmijmy się teraz następnym podzespołem montażowym: cewką. Jest to zazwyczaj izolowany drut miedziany, najczęściej nawinięty na korpus, zwany też karkasem.

Gruby drut może być czasem użyty jako samonośny (bez korpusu). Niezbędne dla naszych odbiorników cewki bardzo często będziemy robili sami. Dlatego już teraz zapoznamy się z kształtem ich rdzeni. Interesujące nas rdzenie widać na rys. 12.

Cewki można nawijać dwojako: jako *cewki cylindryczne* i jako *cewki koszykowe* wielowarstwowe. Cewkę cylindryczną łatwo nawinąć samemu. Nie potrzeba do tego nawijarki. Cewki koszykowe dokładnie można wykonać tylko maszynowo.

Cewka ogranicza narastanie prądu w chwili załączania. Pełną wartość prąd osiąga z opóźnieniem. Przyczyną tego jest indukowanie się w zwojach cewki prądu o kierunku przeciwnym do kierunku prądu pierwotnego. Im więcej zwojów zawiera cewka, tym wyraźniej występuje to zjawisko. Tę własność cewki nazywamy *indukcyjnością L*. Jednostką miary indukcyjności jest henr, w skrócie H. Równy jest on:

$$1\mathrm{H} = 1\frac{\mathrm{V \cdot s}}{\mathrm{A}},$$



Rys. 12
Różne rodzaje korpusów cewek

$$\frac{1}{1000}\,\mathrm{H} = 10^{-3}\,\mathrm{H} = 1\,\mathrm{mH} \quad \text{(milihenr)},$$

$$\frac{1}{1000}\,\mathrm{m\,H} = 10^{-6}\,\mathrm{H} = 1\,\mu\mathrm{H} \quad \text{(mikrohenr)}.$$

Indukcyjność jednowarstwowej cewki cylindrycznej można obliczyć z następującego wzoru:

$$L = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{n^2 \cdot S}{l}.$$

Oznaczenia:

μ_0 – przenikalność magnetyczna;
μ_r – przenikalność magnetyczna względna;
S – przekrój cewki; $S = \pi \cdot \frac{D^2}{4}$;
D – średnica zewnętrzna cewki;
n – liczba zwojów;
l – długość cewki.

Przenikalność magnetyczna określona jest zależnością $\mu_0 = 4\,\pi\,10^{-7}\frac{\mathrm{Vs}}{\mathrm{Am}}$.

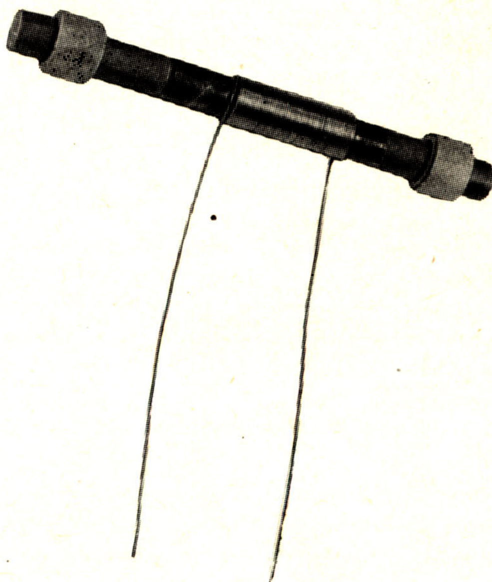
Wpływ materiału, znajdującego się wewnątrz zwojów cewki (w postaci rdzenia), na idukcyjność określa względna przenikalność magnetyczna. Wartości te dla różnych materiałów podano w tabl. 5 (str. 342). Jak ustala się tę wartość dla nieznanych materiałów, wyjaśniono w rozdziale o rezonansowym mierniku częstotliwości.

Podane równanie obowiązuje tylko dla cewek, których średnica zwoju jest bardzo mała w stosunku do długości cewki. Ale mimo to możemy obliczać według niego jednowarstwowe cewki cylindryczne: wprowadzimy współczynnik k_1, który uwzględnia stosunek $\frac{D}{l}$ średnicy zwoju do długości cewki. Im większy jest ten stosunek, tym współczynnik ten jest mniejszy. W tabl. 6 w „Dodatku" k_1 podany jest do wartości $\frac{D}{l} = 4$. Ostatecznie więc równanie brzmi:

$$L = \mu_0 \cdot \mu_r \frac{n^2 \cdot S}{l} \cdot k_1$$

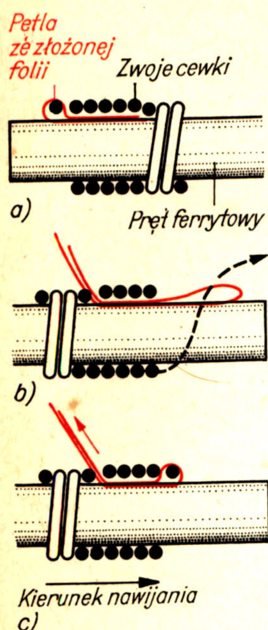
Obliczamy i nawijamy cewkę

Rdzeniem cewki będzie pręt ferrytowy o średnicy 8 mm i długości 100 mm — zgodnie z rys. 13. Oklejamy go jedną warstwą cienkiego papieru lub przezroczystej taśmy samolepiącej (LECHIA). Cewkę wykonamy z miedzianego drutu nawojowego izolowanego emalią o średnicy znamionowej 0,4 mm. Rzeczywista średnica tego drutu wynosi, uwzględniając warstwę emalii, 0,43 mm.



Rys. 13
Cewka z prętem ferrytowym

Drut nawijamy zwój przy zwoju. W sumie nasza cewka powinna mieć 50 zwojów. Stąd długość cewki wynosi 50 × 0,43 mm = 22 mm. Początek i koniec cewki należy wykonać zgodnie z rys. 14. Cienką folię z tworzywa



Rys. 14
W ten sposób należy układać początek i koniec cewki:
a) ułożenie początku cewki;
b) nawleczenie końca cewki;
c) ściągnięcie końca cewki

sztucznego o szerokości około 5 mm składamy w środku, przekładamy przez nią drut nawojowy i mocno na tym pasku nawijamy następne zwoje. Na dziesięć do pięciu zwojów przed zakończeniem zakładamy drugi kawałek zwiniętej folii i przez utworzoną w ten sposób pętlę przekładamy koniec drutu. Wreszcie ściągamy wystający na zewnątrz koniec pętli z folii i w ten sposób mocujemy koniec zwoju. Na zakończenie smarujemy wszystko klejem uniwersalnym, zapobiegając w ten sposób rozluźnieniu zwojów.

Interesuje nas wartość indukcyjności cewki. Względna przenikalność magnetyczna pręta ferrytowego wynosi około 30. Ścisłej wartości nie można podać, ponieważ zależy ona od warunków pracy. Jako współczynnik k_1 dla stosunku $\frac{D}{l} = \frac{8{,}4\ \mathrm{mm}}{22\ \mathrm{mm}} = 0{,}38$ odczytujemy na wykresie 0,86.

Indukcyjność wynosi zatem:

$$L = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{n^2 \cdot S}{l} \cdot k_1 = 4\,\pi \cdot 10^{-7} \frac{\mathrm{Vs}}{\mathrm{Am}} \cdot 30 \cdot \frac{2500 \cdot \pi \cdot 8{,}4^2\ \mathrm{mm}^2}{22\ \mathrm{mm} \cdot 4} \cdot 0{,}86 =$$

$$= \frac{\pi^2 \cdot 2{,}5 \cdot 30 \cdot 8{,}4^2 \cdot 0{,}86 \cdot 10^{-7}}{22} = 2040 \cdot 10^{-7}\ \mathrm{H} = 0{,}204\ \mathrm{mH}.$$

Teraz trzeba umocować naszą cewkę w ten sposób, aby pręt ferrytowy nie stykał się z częściami metalowymi. Dlatego na każdy koniec pręta wsuwamy pierścień z węża gumowego o odpowiedniej średnicy.

Do budowy urządzeń potrzebujemy ponadto różnego rodzaju osprzętu. Na rys. 15 podano skromny zestaw. Dobrze mieć zawsze pod ręką zapas takich podzespołów.

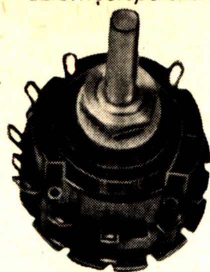
Pierwszy radioodbiornik

Z obu samodzielnie wykonanych podzespołów zbudujemy nasz pierwszy odbiornik radiowy. Do tego potrzebny jest nam jeszcze jeden kondensator o stałej pajemności 100 pF, drugi o pojemności 5 nF, dowolna dioda germanowa (DOG 58, DOG 62, itp.) i słuchawki radiowe.

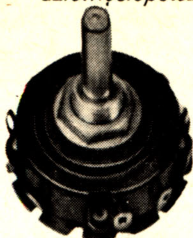
Kondensator zmienny ściskany i cewkę na pręcie ferrytowym łączymy równolegle w tzw. obwód rezonansowy. W przyszłości będziemy mieli z nim stale do czynienia. Wkrótce dowiemy się, dlaczego się tak nazywa i jaką rolę spełnia zarówno kondensator, jak i dioda. Najpierw sprawdzimy działanie samodzielnie wykonanych przez nas elementów w najprostszym radioodbiorniku.

Schemat i wygląd odbiornika detektorowego pokazano na rys. 16 i 17. Do płytki izolacyjnej o wymiarach 100 mm × 100 mm przykręcony jest kondensator i dwa uchwyty zaciskowe dla rdzenia ferrytowego. Dostrzegamy dalej stały kondensator antenowy i diodę. Cztery gniazdka telefoniczne służą do przyłączenia doprowadzenia od linki antenowej o długości co najmniej 3 m, dobrego uziemienia i słuchawek. Od spodu płytki izolacyjnej mocujemy cztery wsporniki gumowe służące jako nóżki. Można też użyć dwóch listewek drewnianych.

Podwójny przełącznik dziewięciopołożeniowy



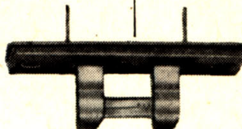
Przełącznik dziewięciopołożeniowy



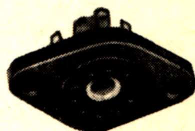
Oprawka bezpiecznikowa

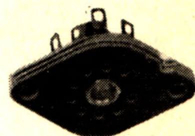


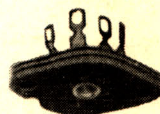
Płytka z bezpiecznikiem



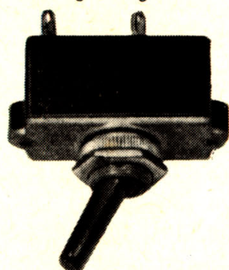
Podstawki lampowe



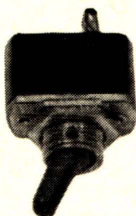




Przełącznik przechylny dwubiegunowy



Przełącznik przechylny jednobiegunowy



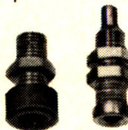
Przełącznik suwakowy



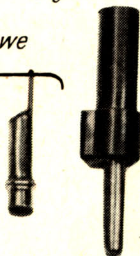
Zacisk laboratoryjny



Gniazda radiowe



Wtyczka bananowa



Krokodylek



Końcówka lutownicza

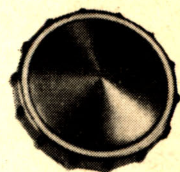


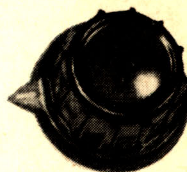
Końcówki lutownicze do nitowania

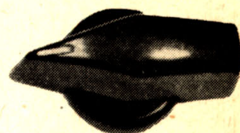




Gałki

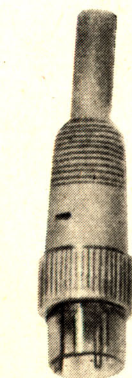




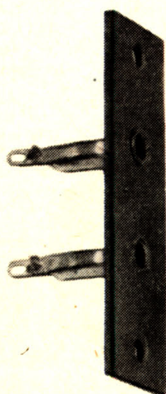




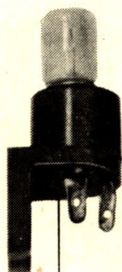
Wtyczka diodowa



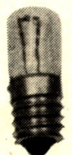
Gniazdo podwójne

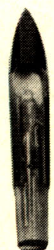


Żarówka w oprawce z mocowaniem bocznym

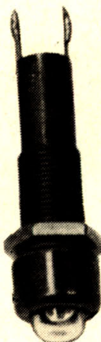


Neonówki





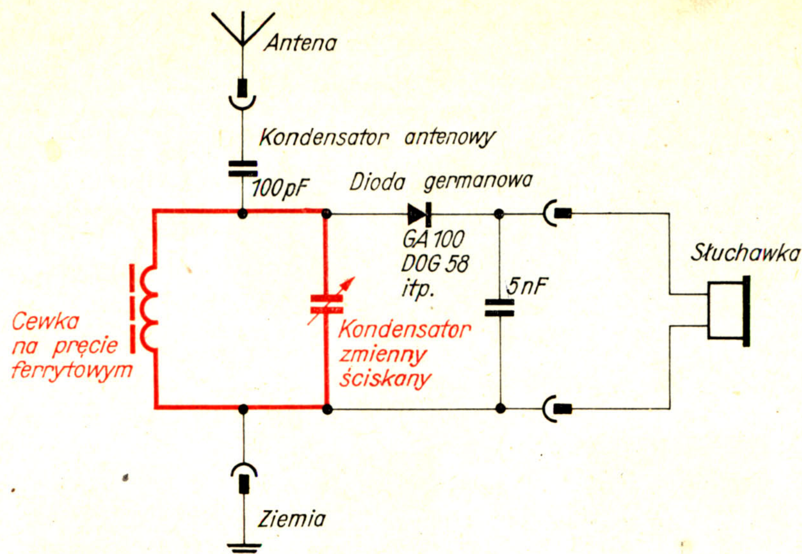
Oprawka neonówki



Gniazdo diodowe

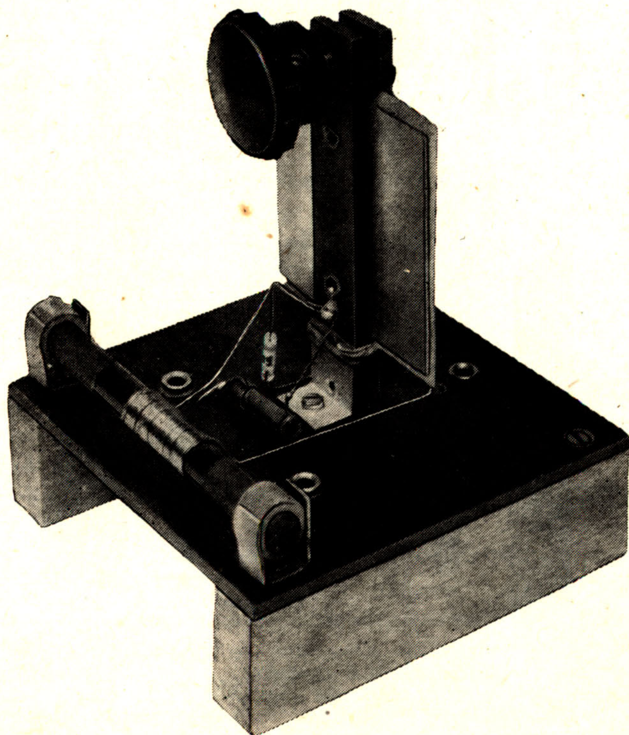
Rys. 15
Osprzęt radiowy

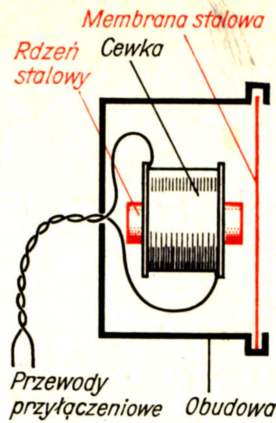
Rys. 16
Schemat odbiornika detektorowego



Przez zmianę pojemności kondensatora zmiennego próbujemy odebrać lokalną radiostację. W pokoju musi być przy tym idealna cisza. W godzinach wieczornych będziemy w stanie odebrać może jeszcze jedną lub więcej radiostacji. Nie powinno nas dziwić, że będą one odbierane jeszcze ciszej niż stacja miejscowa. Obwód słuchawek zasilany jest przecież

Rys. 17
Nasz pierwszy odbiornik radiowy





Rys. 18
Budowa słuchawki

bezpośrednio z obwodu rezonansowego, to znaczy bez dodatkowego wzmocnienia. W słuchawkach prąd przepływa przez cewkę z rdzeniem stalowym, który w miarę zmian napięcia przyciąga stalową membranę, umieszczoną na wprost rdzenia w mniejszym lub większym stopniu. Membrana z kolei wprawia w drgania przylegające do niej powietrze, co odbieramy jako dźwięk. Zasadę budowy słuchawki pokazano na rys. 18. Możemy ją również zrobić sami. Szczegółowe wskazówki w tej sprawie znajdziemy we wspomnianej już książce „Z elektrotechniką za pan brat".

3. Zasilacz to serce stanowiska roboczego

Po tym wstępnym przeglądzie stosowanych w radiotechnice podzespołów, zaprojektujemy i zbudujemy przyrząd, który dostarczać będzie różnych napięć do zasilania układów doświadczalnych – zasilacz warsztatowy. Jednocześnie poznamy nowe elementy montażowe.

Prawie we wszystkich naszych układach występują lampy elektronowe, którymi dokładnie zajmiemy się później. Wymagają one zazwyczaj trzech napięć: napięcia żarzenia, napięcia anodowego, a często również napięcia siatkowego. Producenci lamp stosują na ogół napięcie żarzenia 4 do 6,3 V prądu zmiennego. Napięcia siatkowe i anodowe są napięciami stałymi. Napięcie anodowe, w zależności od typu lampy zawiera się w granicach 50—300 V. Napięcie siatkowe musi być nastawiane na dowolną wartość w granicach 0—20 V. Do dalszych prób potrzebne nam będą także obwody zasilające o stosunkowo dużej mocy prądu stałego i zmiennego przy napięciu do 30 V.

Potrzebnych nam napięć zmiennych dostarcza transformator

Zakład energetyczny dostarcza właściwie tylko 220 V prądu zmiennego. Napięcie to należy najpierw przetransformować na podane wyżej wartości napięć, a niektóre również przekształcić na napięcie prądu stałego. Pierwsze zadanie spełnia *transformator sieciowy*. Najprostszy transformator składa się z dwu uzwojeń, które wspólnie osadzone są na rdzeniu ze stali krzemowej. Kiedy do jednego uzwojenia, tzw. *uzwojenia pierwotnego*, przyłożymy napięcie zmienne U_p, popłynie przez nie prąd zmienny I_p. Wytwarza on zmienne pole magnetyczne, które poprzez rdzeń indukuje w uzwojeniu wtórnym inne napięcie zmienne U_w. Przez odbiornik dołączony do tej cewki płynie prąd I_w. W transformatorze idealnym, to znaczy pozbawionym strat, byłoby $U_p \cdot I_p = U_w \cdot I_w$. Takiego transformatora jednak nie można zbudować.

Jak w każdej maszynie występują tu straty, przez co moc uzyskiwana z uzwojenia wtórnego jest mniejsza od mocy dostarczonej do uzwojenia pierwotnego. Przy obliczaniu transformatora zasilacza musimy to uwz-

ględnić. Aby jednak obliczenie było możliwie proste, zastosujemy kilka wzorów uproszczonych. Wynikają one z praktyki. Do obliczenia potrzebne są nam oprócz danych napięciowych największe wartości pobieranego prądu. Ustalamy je następująco dla poszczególnych uzwojeń wtórnych:

1. 300 V, 70 mA;
2. 20 V, 10 mA;
3. 30 V, 1,5 A;
4. 4/6,3 V, 2 A.

Na tej podstawie otrzymujemy moce uzwojeń wtórnych P_w:

$$P_{w1} = I_1 \cdot U_1 = 0{,}07\ \text{A} \cdot 300\ \text{V} = 21\ \text{W};$$

$$P_{w2} = 0{,}2\ \text{W}; \qquad P_{w3} = 45\ \text{W}; \qquad P_{w4} = 12{,}6\ \text{W}.$$

Przy obliczeniu mocy uzwojenia pierwotnego zastosujemy wzór uproszczony:

$$P_p = 1{,}2 \cdot P_w$$

W naszym przypadku $P_p = 1{,}2 \cdot 78{,}8\ \text{W} = 94{,}6\ \text{W}$. Od tego zależy potrzebny przekrój rdzenia A_{Fe}. Obliczamy go według wzoru:

$$S_{Fe} = k_2 \cdot \sqrt{P_p}; \qquad k_2 = 1 \frac{\text{cm}^2}{\sqrt{\text{W}}};$$

$$S_{Fe} = 1 \frac{\text{cm}^2}{\sqrt{\text{W}}} \cdot \sqrt{94{,}6\ \text{W}} = 9{,}7\ \text{cm}^2.$$

Przekroje rdzeni są znormalizowane. Z tablicy 7 możemy wziąć najważniejsze dane dotyczące stosowanych rdzeni transformatorowych. Wybieramy rdzeń M102a o przekroju 12 cm².
Teraz już jesteśmy w stanie obliczyć liczbę zwojów n dla poszczególnych uzwojeń. Posłużymy się prostą zależnością $n = n_1 \cdot U$
Współczynnik n_1 podaje liczbę zwojów przypadającą na 1 V. Ponieważ moc uzwojenia wtórnego jest mniejsza niż moc uzwojenia pierwotnego, zatem uzwojenie wtórne powinno zawierać więcej zwojów na 1 V niż po stronie pierwotnej. Oba współczynniki weźmiemy z wykresu w tabl. 8. Dla naszego przekroju 12 cm² odczytujemy dla uzwojenia pierwotnego 3,6, a dla wtórnego $3{,}8 \frac{\text{zwojów}}{\text{V}}$.

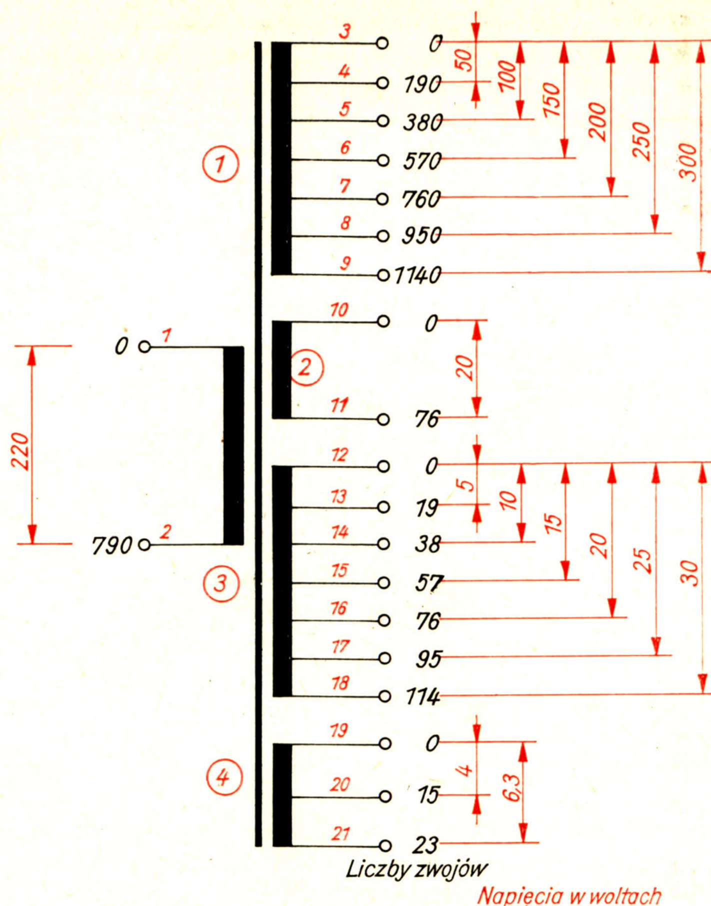
$$n_p = 3{,}6 \frac{\text{zwojów}}{\text{V}} \cdot 220\ \text{V} = 793\ \text{zwoje};$$

$$n_{w1} = 3{,}8 \frac{\text{zwojów}}{\text{V}} \cdot 300\ \text{V} = 1140\ \text{zwojów};$$

$$n_{w2} = 76\ \text{zwojów}; \qquad n_{w3} = 114\ \text{zwojów}; \qquad n_{w4} = 23\ \text{zwoje}.$$

Uzwojenie wtórne nr 1 zaopatrzymy w odczepy, aby móc uzyskiwać następujące napięcia: 50, 100, 150, 200, 250 i 300 V. Podobnie postępujemy z uzwojeniem nr 3 niskiego napięcia. Tu zastosujemy odczepy dla napięć 5,

Rys. 19
Uzwojenia naszego transformatora



10, 15, 20, 25 i 30 V. Również uzwojenie nr 4 (żarzenia) 6,3 V musi mieć swój odczep na 4 V. Co ile zwojów należy przewidzieć odczepy dla tych napięć – potrafimy już łatwo wyliczyć sami. Po obliczeniu porównamy wyniki z danymi na rys. 19.

Aby podczas pracy transformator za bardzo się nie grzał, przez uzwojenie może płynąć najwyżej określony prąd maksymalny, który zależy od przekroju drutu S. Stosunek $i = \frac{I}{S}$ nazywa się gęstością prądu i w uzwojeniach transformatorów nie powinien przekraczać wartości $2{,}55\ \frac{\mathrm{A}}{\mathrm{mm}^2}$. Na uzwojenia stosować będziemy wyłącznie emaliowany drut miedziany. Aby obliczyć średnicę drutu, musimy nieco przekształcić wzór na gęstość prądu:

$$i = \frac{I}{S} = \frac{I \cdot 4}{\pi \cdot d^2}\,; \qquad \text{a więc} \qquad d^2 = \frac{4 \cdot I}{i \cdot \pi}\,;$$

a stąd:

$$d = 2\sqrt{\frac{I}{i \cdot \pi}};$$

$$d_{w1} = 2\sqrt{\frac{0{,}07\ \mathrm{A}}{2{,}55\ \frac{\mathrm{A}}{\mathrm{mm}^2} \cdot \pi}} = 2 \cdot 0{,}093\ \mathrm{mm} = 0{,}186\ \mathrm{mm};$$

$d_{w2} = 0{,}07\ \mathrm{mm}$; $d_{w3} = 0{,}87\ \mathrm{mm}$; $d_{w4} = 1\ \mathrm{mm}$.

Tam gdzie to konieczne, sprowadzamy średnice do najbliższych „okrągłych" liczb:

$d_{w1} = 0{,}2\ \mathrm{mm}$; $d_{w2} = 0{,}1\ \mathrm{mm}$; $d_{w3} = 0{,}9$ lub $1{,}0\ \mathrm{mm}$.

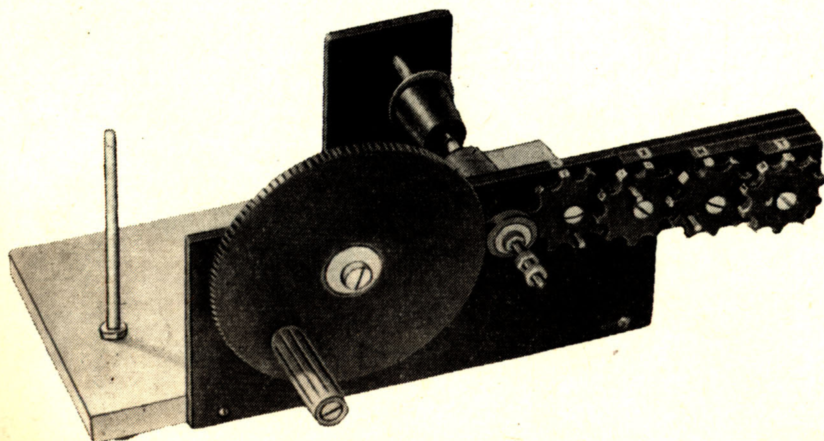
W uzwojeniu wtórnym nr 2 możemy zastosować również grubszy drut, na przykład taki sam jak dla pierwszego: 0,2 mm. Mniejsze jest wówczas niebezpieczeństwo zerwania drutu przy nawijaniu. Aby obliczyć grubość drutu uzwojenia pierwotnego, trzeba przede wszystkim ustalić wartość natężenia prądu. Wynosi ona:

$$I_p = \frac{P_p}{U_p} = \frac{94{,}6\ \mathrm{W}}{220\ \mathrm{V}} = 0{,}43\ \mathrm{A}.$$

To natężenie prądu wymaga zastosowania drutu o średnicy

$$d_p = 2\sqrt{\frac{0{,}43\ \mathrm{A}}{2{,}55\ \frac{\mathrm{A}}{\mathrm{mm}^2} \cdot \pi}} = 0{,}463\ \mathrm{mm}.$$

Po zaokrągleniu zastosujemy drut nawojowy o średnicy 0,5 mm.
Teraz możemy zacząć nawijanie. Najlepiej nadaje się do tego celu nawijarka z licznikiem pokazana na rys. 20. Dokładny opis jej budowy znajdziemy w książce „Z elektrotechniką za pan brat".
Karkas uzwojenia kupujemy razem z blachami rdzenia albo robimy sami.



Rys. 20
Nawijarka z licznikiem

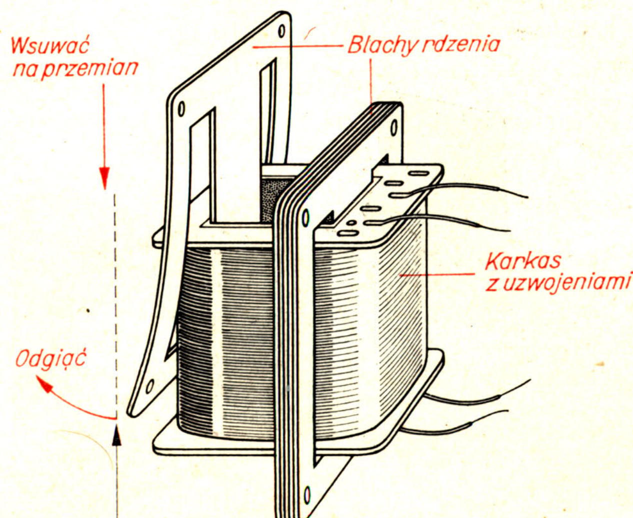
Będziemy potrzebowali jeszcze wielu karkasów. W tym celu zastosujemy nasz detal znormalizowany N2 (por. rys. 6). Obie powierzchnie czołowe wykonujemy z płytki izolacyjnej, a właściwy karkas z odpowiednio grubej tektury. Wszystko sklejamy cristal-cementem, hermolem lub innym klejem acetonowym, a nstępnie powlekamy szelakiem. Wymiary w milimetrach wynoszą:

$a_1 = 72$; $a_2 = 38$; $a_3 = 35$; $a_4 = 13$; $b_1 = 65$; $b_2 = 39$; $b_3 = 36$; $c = 63$; $d = 2$.

Najpierw nawijamy uzwojenie pierwotne. Na początek drutu naciągamy koszulkę izolacyjną długości około 15 cm. Drut ma wystawać około 10 cm poza czoło. Początek uzwojenia mocujemy do karkasu taśmą klejącą. Gdy wszystkie zwoje stykają się równomiernie, powinno się ich zmieścić 105 w jednej warstwie. Każdą warstwę przykrywamy wstęgą bibułki olejowej (kondensatorowej), naciętej uprzednio wzdłuż krawędzi grzebieniowo z obu stron. Szerokość taśmy papierowej wynosi około 63 mm. Na bibułkę nawijamy drugą warstwę drutu i tak postępujemy dalej, aż licznik wskaże 790 zwojów. Wówczas ponownie zabezpieczamy taśmą klejącą koniec uzwojenia, ucinamy drut z odpowiednio długim zapasem, nakładamy koszulkę izolacyjną, a izolowany koniec przekładamy przez otwór w czole karkasu. Uzwojenie pierwotne przykrywamy co najmniej dwiema warstwami ceratki izolacyjnej.

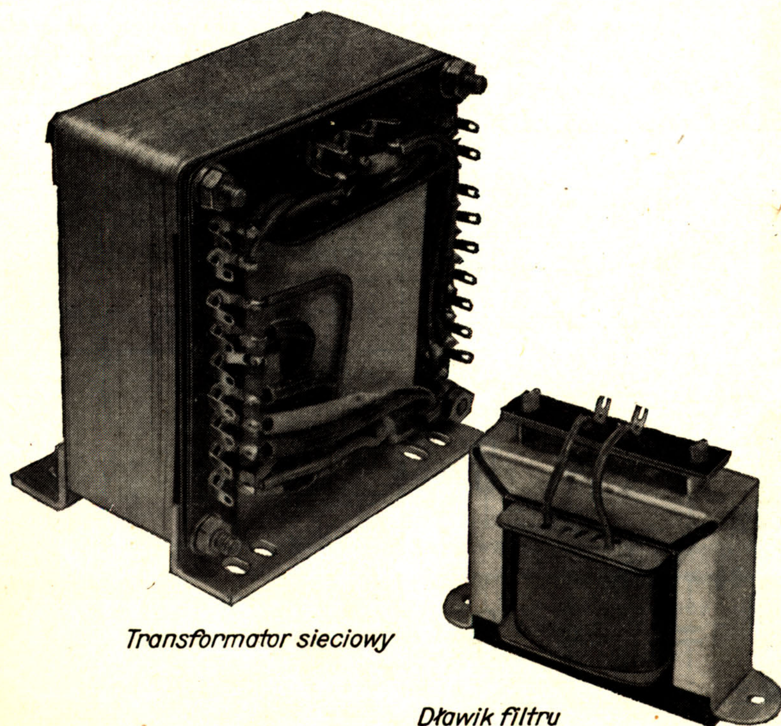
Następnie nawijamy uzwojenia wtórne w kolejności 300 V, 20 V, 30 V, 6,3 V. Na końcach uzwojeń 300 i 20 V przylutowujemy grubszy drut emaliowany. Koszulkę izolacyjną usuwamy tak daleko, aby przykryć miejsce lutowania. Podobnie postępujemy z odczepami. Należy również nałożyć oznaczenia z taśmy klejącej na wyprowadzonych końcach drutu. W ten sposób zaoszczędzimy sobie długiego szukania właściwej końcówki.

Po wykonaniu uzwojeń i pokryciu ich ceratką należy ułożyć blachy rdzenia



Rys. 21
Wkładanie blach rdzenia w karkas

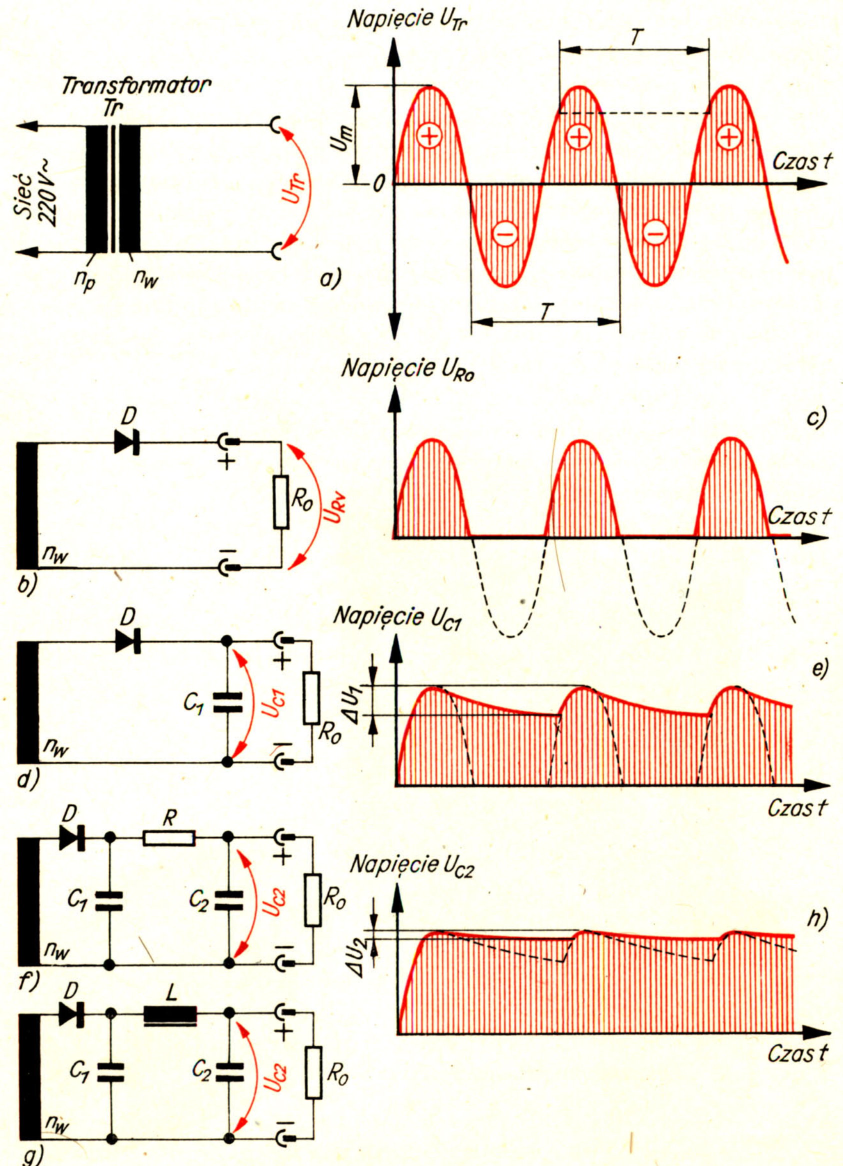
wg rys. 21. Wkładamy je w ten sposób, aby miejsca przecięte były układane szczeliną na przemian. Raz szczelina wypada więc u góry, raz u dołu.
Jeśli blachy mają grubość 0,5 mm, to w otwór cewki musi ich wejść 60 – przy grubości 0,35 aż 95. Pod koniec składanie rdzenia sprawia trochę kłopotu. Pomaga tu systematyczne ściskanie pakietu blach w imadle.
Wystające końce uzwojeń mocujemy do trzech łączówek z końcówkami lutowniczymi. Pod każdą łączówkę wkładamy płytkę izolacyjną grubości 1 mm i kształtu łączówki.
Do równomiernego ściągnięcia blach potrzebne nam są dwa elementy dociskowe z blachy stalowej o grubości 2 mm, a do późniejszego umocowania transformatora dwa kątowniki stalowe. Może uda się nam to uzyskać z uszkodzonych transformatorów, które nieraz można nabyć w sklepach z artykułami radio-telewizyjnymi przecenionymi. Blachy rdzeni i korpusów cewek można również użyć powtórnie. Nie wykorzystujemy natomiast odwiniętego drutu, ponieważ emalia izolacyjna staje się krucha i przy zginaniu łatwo odpryskuje. Rys. 22 przedstawia gotowy transformator i dławik filtru wygładzającego prostownika, o którym pomówimy później.
Napięcie transformatora U_{Tr} zmienia sto razy w ciągu sekundy biegunowość, jest to zatem napięcie zmienne (rys. 23a). Czas, w ciągu którego napięcie osiąga ponownie tę samą wartość i biegunowość, nazywamy *okresem* T; w tym czasie biegunowość zmienia się dwukrotnie. Ponieważ od jednej do drugiej zmiany kierunku mija dokładnie setna część sekundy, okres drgań naszego napięcia zmiennego wynosi



Rys. 22
Nasz transformator
i dławik filtru

$$T = 2 \cdot \frac{1}{100}\,\mathrm{s} = \frac{1}{50}\,\mathrm{s}$$

Liczbę okresów w sekundzie technicy nazywają *częstotliwością* f. Jednostką jej miary jest *herc* (skrót *Hz*). Napięcie zmienne omawianego transformatora charakteryzuje się częstotliwością $f = \frac{50}{1\,\mathrm{s}} = 50\,\mathrm{s}^{-1} = 50\,Hz$. W obwodzie wtórnym transformatora prąd płynie w ciągu sekundy 50 razy w jednym kierunku i tyleż w kierunku przeciwnym.



Rys. 23
W ten sposób z napięcia zmiennego powstaje napięcie stałe:
a) napięcie zmienne na wyjściu transformatora;
b) jednokierunkowy układ prostowania;
c) napięcie zmienne wyprostowane;
d) układ prostowniczy z kondensatorem wygładzającym;
e) przebieg napięcia na kondensatorze wygładzającym;
f) układ prostowniczy z członem *RC*;
g) układ prostowniczy z członem *LC*;
h) przebieg napięcia na kondensatorze wygładzającym

Przekształcanie napięcia zmiennego w napięcie stałe

W obwodzie umieszczamy „zawór elektryczny“ w postaci *prostownika* D. Ma on tę własność, że przepuszcza prąd tylko w jednym kierunku (rys. 23b). Do rezystora R_0 znajdującego się w obwodzie, przyłożone jest wówczas pulsujące „napięcie stałe“, które w gruncie rzeczy wcale nie jest stałe co do wartości (rys. 23c); trzeba je jeszcze wygładzić. Służy do tego przede wszystkim *kondensator wygładzający* C (rys. 23d). Dopóki napięcie rośnie, dopóty kondensator ładuje się. W okresie zaworowym (gdy prąd nie płynie) kondensator musi oddać zmagazynowany ładunek elektryczny. Napięcie na kondensatorze C nie waha się tak bardzo jak poprzednio (rys. 23e). Różnicę napięć ΔU_1 (wymawiaj delta – u – jeden) oznaczamy jako *napięcie pulsacji*. Radioodbiornik zasilany takim napięciem odbiera zakłócający warkot.

ΔU_1 jest tym mniejsze, im większa jest pojemność kondensatora wygładzającego oraz im mniejszy prąd pobieramy. Poza tym wielkość napięcia pulsacji zależy od sposobu prostowania prądu. Do naszych celów stosujemy wzór ogólny

$$\Delta U_1 = k_3 \cdot \frac{I}{C};$$

$k_3 = 5 \cdot 10^{-3}$ s dla prostowania jednokierunkowego;

$k_3 = 1{,}5 \cdot 10^{-3}$ s dla prostowania dwukierunkowego.

Z uzwojenia wtórnego 300 V możemy pobierać prąd 70 mA. Dla prostowania jednokierunkowego przy kondensatorze wygładzającym o pojemności 50 μF napięcie pulsacji

$$\Delta U_1 = 5 \cdot 10^{-3}\,\mathrm{s} \cdot \frac{70 \cdot 10^{-3}\,\mathrm{A}}{50 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{F}} = 7\,\frac{\mathrm{s \cdot A \cdot V}}{\mathrm{A \cdot s}} = 7\,\mathrm{V}$$

W żadnym razie nie można na tym poprzestać. Trzeba jeszcze dalej wygładzać napięcie. Przez rezystor R lub dławik o indukcyjności L ładujemy drugi kondensator, mianowicie *kondensator filtru* C_2 (rys. 23f i g).

Teraz obliczymy napięcie pulsacji ΔU_2 według jednego ze wzorów

$$\Delta U_2 = k_4 \cdot \frac{\Delta U_1}{R \cdot C}; \qquad k_4 = 3{,}2 \cdot 10^{-3}\,\mathrm{s} \quad \text{(filtr RC)}$$

i

$$\Delta U_2 = k_5 \cdot \frac{U_1}{L \cdot C}; \qquad k = 10^{-5}\,\mathrm{s}^2 \quad \text{(filtr LC).}$$

Jeżeli człon filtru jest prawidłowo zaprojektowany, napięcie pulsacji ΔU_2 będzie znikomo małe (rys. 23h). W rozpoczętej konstrukcji zasilacza zastosujemy kondensator filtru również 50 μF. Jaka jest potrzebna indukcyjność, aby ΔU_2 uzyskać równe też tylko 0,1 V?

$$L = \frac{k_5 \cdot \Delta U_1}{\Delta U_2 \cdot C} = \frac{10^{-5}\,\mathrm{s}^2 \cdot 7\mathrm{V} \cdot \mathrm{V}}{0{,}1\,\mathrm{V} \cdot 50 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{As}} = \frac{7 \cdot \mathrm{Vs}}{5 \cdot 10^{-1}\,\mathrm{A}} = \frac{70}{5}\,\mathrm{H} = 14\,\mathrm{H}.$$

Jeśli zdecydujemy się na filtr RC, rezystancja powinna wynosić

$$R_1 = \frac{k_4 \cdot \Delta U_1}{\Delta U_2 \cdot C} = \frac{3{,}2 \cdot 10^{-3}\,\mathrm{s} \cdot 7\,\mathrm{V} \cdot \mathrm{V}}{0{,}1\,\mathrm{V} \cdot 50 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{As}} = \frac{3{,}2 \cdot 7\,\mathrm{V}}{5 \cdot 10^{-3}\,\mathrm{A}} = 4{,}48\,\mathrm{k\Omega} = 4{,}5\,\mathrm{k\Omega}.$$

Przy maksymalnym obciążeniu 70 mA spadek napięcia na tej rezystancji wyniósłby

$$U = R \cdot I = 4{,}5 \cdot 10^3 \frac{\mathrm{V}}{\mathrm{A}} \cdot 70 \cdot 10^{-3}\,\mathrm{A} = 315\,\mathrm{V}.$$

Wynika stąd, że na zaciskach wyjściowych nie moglibyśmy uzyskać w ogóle żadnego napięcia; dlatego trzeba zastosować tu filtr LC.
Do obliczania uzwojeń dławików stosujemy wzory przybliżone, ponieważ dokładne obliczenie jest bardzo trudne:

$$n = k_6 \cdot \frac{a}{I}; \qquad k_6 = 5{,}6 \cdot 10^5 \frac{\mathrm{A}}{\mathrm{m}}$$

oraz

$$L = k_7 \cdot \frac{n^2 \cdot S_{Fe}}{a} \qquad k_7 = 1{,}1 \cdot 10^{-6} \frac{\mathrm{H}}{\mathrm{m}}$$

Oznaczenia:

n – liczba zwojów cewki;
I – prąd;
L – indukcyjność;
S_{Fe} – powierzchnia przekroju rdzenia ze stali krzemowej;
a – szczelina powietrzna w rdzeniu.

Szczelina powietrzna zapobiega nasyceniu rdzenia wskutek magnesowania wstępnego rdzenia prądem stałym. Wybieramy szczelinę $a = 0{,}5$ mm. Nasza maksymalna obciążalność (maksymalny prąd) $I = 70$ mA określa średnicę drutu nawojowego cewki (patrz obliczenie transformatora): $d = 0{,}2$ mm.
Trzeba nawinąć na korpus cewki:

$$n = 5{,}6 \cdot 10^5 \frac{\mathrm{A}}{\mathrm{m}} \cdot \frac{0{,}5\,\mathrm{mm}}{70 \cdot 10^{-3}\,\mathrm{A}} = \frac{5{,}6 \cdot 0{,}5}{70} \cdot 10^5 = 4 \cdot 10^3 = 4000\ \text{zwojów}.$$

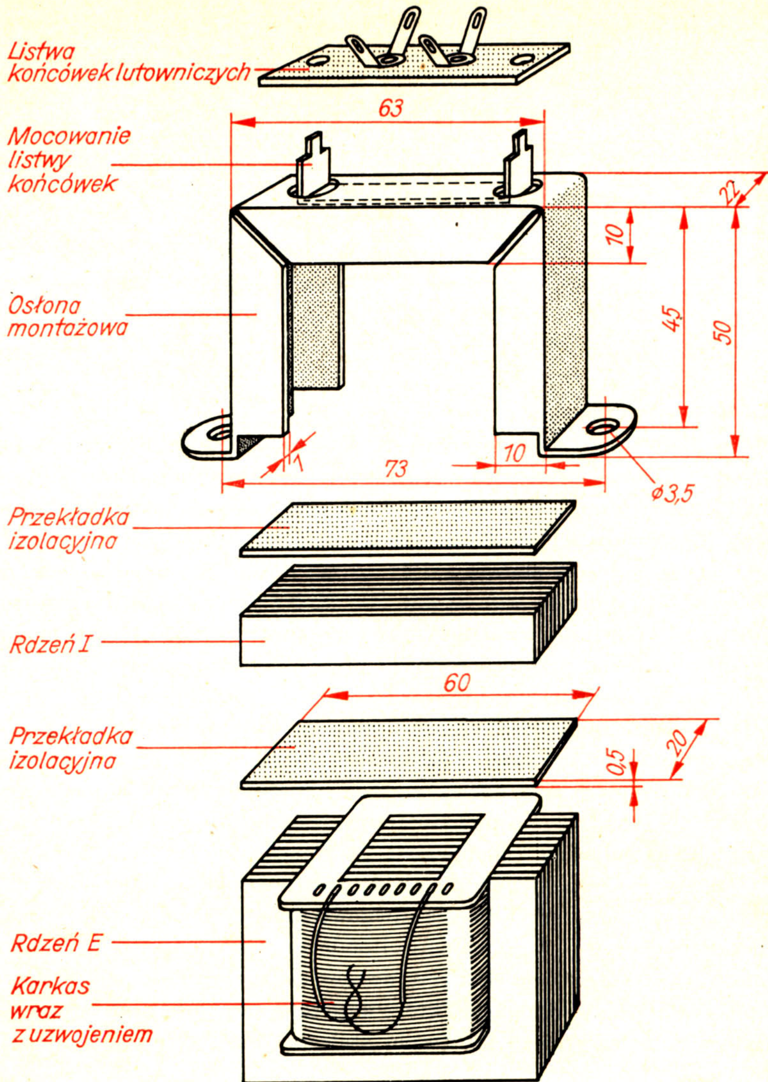
Przekrój żelaza wymagany przy 14 H wynosi:

$$S_{Fe} = \frac{1 \cdot a}{N^2 \cdot k_7} = \frac{14\,\mathrm{H} \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot \mathrm{m} \cdot \mathrm{m}}{16 \cdot 10^6 \cdot 1{,}1 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{H}} = \frac{70}{16 \cdot 1{,}1}\,\mathrm{cm}^2 = 3{,}99\,\mathrm{cm}^2.$$

Ponieważ dla uzyskania szczeliny powietrznej o szerokości 0,5 mm musimy zastosować rdzeń E1, wybieramy wykrój E1 60 o przekroju 4 cm². Wymiary korpusu cewki N2 wynoszą:

$a_1 = b_1 = 40$; $a_2 = b_2 = 22$; $a_3 = b_3 = 20$; $c = 29$; $d = 1$.

Z rys. 22 i 24 widać, jak należy zmontować dławik filtru. Jeśli blachy



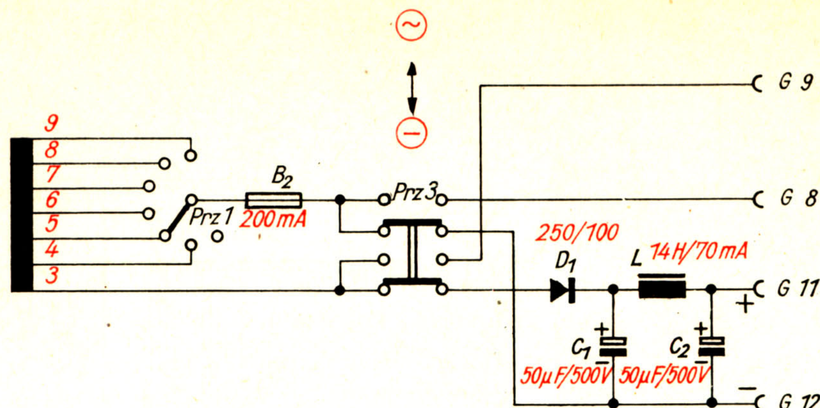
Rys. 24
Montaż dławika filtru

rdzenia mają grubość 0,5 mm, w otwór korpusu cewki należy wsunąć ich 37; przy grubości 0,35 mm należy wsunąć 60 blach.

Obwody wtórne zasilacza

Po założeniu blach dławika możemy się zająć obwodem nr 1 zasilacza (patrz rys. 25): przyłącza uzwojenia wtórnego 300 V doprowadzone są do przełącznika siedmio- (lub więcej) pozycjowego. W przypadku zwarcia zewnętrznego obwód zabezpiecza bezpiecznik 200 mA. Drugi przełącznik, dwupozycjowy umożliwia pobieranie albo prądu zmiennego, albo stałego.

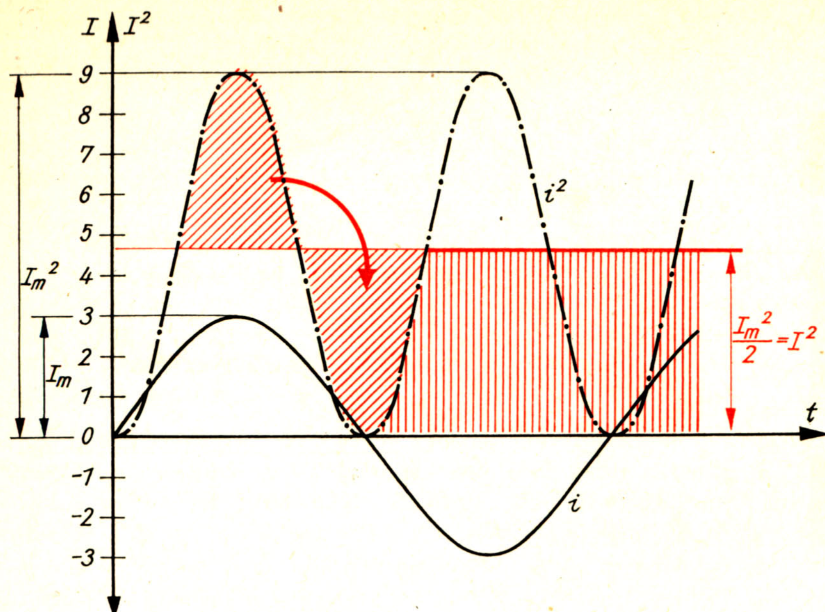
Rys. 25
Pierwszy obwód wyjściowy zasilacza



Przełączanie jest niezbędne dlatego, że jednoczesny pobór 70 mA prądu stałego i 70 mA prądu zmiennego spowodowałby nadmierne obciążenie naszego transformatora prądem 140 mA. Jako zawór elektryczny zastosujemy prostownik selenowy na 250 V i 100 mA (patrz rys. 30). Wartość uzyskanego napięcia stałego zależy od przyłożonego napięcia zmiennego. W naszym przypadku wynosi ono 300 V. Na jeden element prostownika selenowego powinno wypadać nyjwyżej napięcie zmienne około 15 V. Napięcie zmienne przyłożone do 20 płytek połączonych szeregowo może więc wynosić najwyżej 300 woltów.

Należy jeszcze rozpatrzyć napięcie stałe na wyjściu dławika. Zmierzymy je po wykonaniu zasilacza. Odczytamy (najpierw bez obciążenia) więcej niż 400 V. Dopiero przy obciążeniu maksymalnym 70 mA napięcie maleje do 300 V. Jak to wyjaśnić? Spójrzmy jeszcze raz na rys. 23a: wartość bezwzględna napięcia zmiennego U_{TR} zmienia się od zera do wartości szczytowej (+), a następnie maleje do zera. Później przebieg powtarza się (ze znakiem ujemnym). Napięcie chwilowe zmienia się więc stale od zera do wartości szczytowej. Za pomocą woltomierza rejestrujemy jednak nie zero i nie wartość szczytową, lecz tzw. *wartość skuteczną* $U\sim$. Jest to wartość napięcia lub prądu zmiennego, która daje taką samą moc, jak odpowiednia wartość napięcia stałego lub prądu stałego. Wiemy, że zgodnie z zależnościami $P = R \cdot I^2$ oraz $P = \frac{U^2}{R}$, moc jest wprost proporcjonalna do kwadratu napięcia lub prądu.

Na rys. 26 wprowadziliśmy wartość prądu I. Przyjmijmy, że wartość maksymalna prądu wynosi 3 jednostki (A, mA). Gdy równa się on zeru, również jego kwadrat równa się zeru. Gdy dokładnie przez środek tej krzywej, a więc wzdłuż osi poprowadzonej przez wartość 4,5 „utniemy" wierzchołki i uzupełnimy nimi zagłębienia sinusoidy, otrzymamy wartość średnią I^2. Ta wartość średnia równa $\frac{I_m^2}{2}$ odpowiada co do mocy kwadratowi prądu stałego I, a więc również kwadratowi skutecznej wartości prądu zmiennego $I\sim$. Z równania $I^2\sim = \frac{I_m^2}{2}$ uzyskujemy zależność między wartością skuteczną i szczytową:



Rys. 26
Wartość skuteczna prądu zmiennego

$$I = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot I_m$$

albo

$$I_m = \sqrt{2} \cdot I\sim.$$

Ta sama zależność ważna jest również w odniesieniu do napięcia:

$$U_m = \sqrt{2} \cdot U\sim.$$

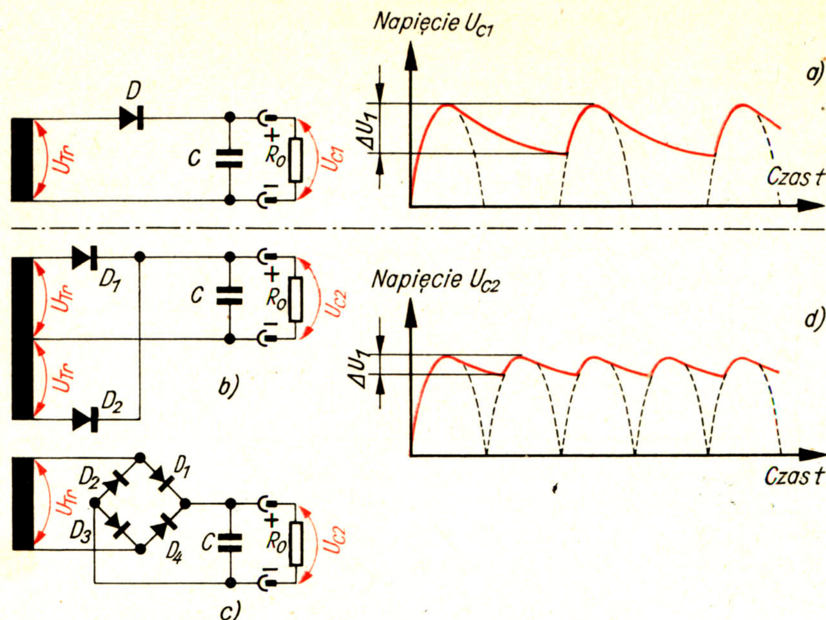
Napięcie wtórne szczytowe zbudowanego przez nas transformatora wynosi zatem $U_m = \sqrt{2} \cdot 300\ \text{V} = 425\ \text{V}$.

Jak wynika z rys. 23c, e i h, kondensator filtru ładuje się do wartości szczytowej pulsującego napięcia stałego. Stąd jasne jest, dlaczego na zaciskach uzwojenia wtórnego zasilacza występuje napięcie powyżej 400 V.

Przyjrzyjmy się teraz pozostałym obwodom: aż do zacisków napięcia zmiennego są one wykonane tak jak obwody wtórne zasilane z uzwojenia nr 1. Jest tu więc przełącznik siedmiopozycjowy, bezpiecznik (tym razem 2 A), przełącznik dwupozycjowy. Jak już wiemy, napięcie pulsacji ΔU_1 zależy od obciążenia. Uzwojenie transformatora wykonaliśmy na 1,5 A i tę wartość trzeba uwzględnić. Ponieważ napięciem stałym nie będziemy na ogół zasilać żadnych aparatów czułych na zakłócenia, możemy tu dopuścić stosunkowo duże napięcie pulsacji. Dla $\Delta U_1 = 1\ \text{V}$ kondensator wygładzający musiałby mieć pojemność:

$$C = 5 \cdot 10^{-3}\ \text{s}\ \frac{1{,}5\ \text{A}}{1\ \text{V}} = 7{,}5 \cdot 10^{-3}\ \text{F} = 7500\ \mu\text{F}.$$

Rys. 27
Układy prostowania prądu elektrycznego:
a) układ prostowania jednopołówkowy;
b) układ prostowania dwupołówkowy (pełny);
c) układ Graetza (również dwupołówkowy);
d) przebieg napięcia na kondensatorze wygładzającym przy prostowaniu dwupołówkowym



Jest to wartość bardzo duża. Możemy ją jednak zmniejszyć. Dotychczas prostując napięcie wykorzystywaliśmy tylko jedną połówkę sinusoidy napięcia. Gdy kondensator ładowany jest przez obie połówki, odstęp czasu między dwoma kolejnymi ładowaniami staje się mniejszy, a zatem zmniejsza się i napięcie pulsacji ΔU_1 (patrz rys. 27). Prostowanie dwupołówkowe (pełne), w przeciwieństwie do jednopołówkowego, wymaga albo dwu jednakowych uzwojeń transformatora i dwu prostowników, albo jednego uzwojenia i czterech prostowników, w tzw. *układzie Graetza*. Zastosujemy drugie rozwiązanie. Współczynnik k_3 dla prostowania dwupołówkowego wynosi $1{,}5 \cdot 10^{-3}$ s. W ten sposób pojemność kondensatora wygładzającego obniża się do

$$C = 1{,}5 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{s}\ \frac{1{,}5\ \mathrm{A}}{1\ \mathrm{V}} = 2250\ \mu\mathrm{F}.$$

Zastosujemy kondensator elektrolityczny 2000 μF i 50/60 V. Dalszego wygładzania należy poniechać z następujących przyczyn: mamy pobierać duży prąd, a zatem impedancja filtru mogłaby być równa tylko kilku omom, aby spadek napięcia nie był zbyt duży. Wygładzanie byłoby w tej sytuacji prawie niezauważalne. Z kolei przy wygładzaniu w filtrze *LC* potrzebna jest duża indukcyjność, wskutek czego dławik musiałby mieć rozmiary naszego transformatora. Tam gdzie potrzebna jest duża wartość prądu, wystarcza wagładzanie przy użyciu kondensatora. Zajmiemy się tym później. Ponadto przy mniejszych prądach również napięcie pulsacji staje się mniejsze. Przy 10 mA spada ono już do

$$\Delta U_1 = 1{,}5 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{s} \cdot \frac{10 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{A}}{2 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{F}} = 0{,}75 \cdot 10^{-2}\ \mathrm{V} = 7{,}5\ \mathrm{mV}$$

Układ Graetza wykonany jest z czterech *diod germanowych*. Przy doborze prostowników półprzewodnikowych trzeba podwójnie uważać! Nie można przekroczyć ani znamionowego napięcia wstecznego U_R, ani prądu przewodzenia diody I_F.

Teraz zapoznamy się z zależnościami występującymi w przypadku prostownika jednopołówkowego z kondensatorem wygładzającym (por. rys. 27a).

Jak wiadomo, C ładuje się do wartości U_m wyprostowanego napięcia zmiennego $U\sim$. Po tej stronie prostownika, gdzie znajduje się kondensator, występuje napięcie $+U_m$. Po drugiej stronie napięcie wtórne transformatora zmienia się między $+U_m$, zerem i $-U_m$. W przypadku najbardziej niekorzystnym, przy 50 Hz, co każdą pięćdziesiątą część sekundy do prostownika przykładane jest napięcie równe $2U_m$. Dlatego jego napięcie wsteczne musi wynosić $U_R = 2 \cdot U_m = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U\sim$.

To samo obowiązuje dla obu prostowników z rys. 27b. W układzie Graetza (rys. 27c) do dwu prostowników przyłożone jest zarówno napięcie ładowania kondensatora, jak i napięcie transformatora. Wystarczy tu, aby napięcie wsteczne każdej z diod stanowiło tylko połowę napięcia wstecznego niezbędnego w dwu pierwszych przypadkach (rys. 27a i b). Na wyjściu budowanego przez nas zasilacza, w obwodzie wtórnym uzwojenia nr 3 napięcie zmienne wynosi $U_R = 30$ V. Z tego względu prostowniki powinny charakteryzować się napięciem wstecznym równym co najmniej $U_R = \sqrt{2} \cdot U = \sqrt{2} \cdot 30 \text{ V} - 42{,}2 \text{ V}$.

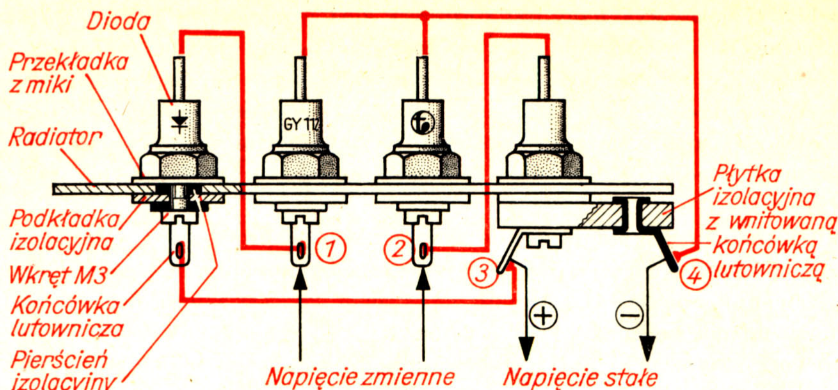
Prąd obciążenia obwodu prostownika zależy w znacznej mierze od wielkości kondensatora wygładzającego. Rozpatrzmy najpierw jeszcze raz przypadek najprostszy prostowania jednopołówkowego z kondensatorem wygładzającym. W czasie, w którym dioda przepuszcza połówkę prądu zmiennego, kondensator się ładuje. Prąd ładowania jest tym większy, im większa jest pojemność kondensatora. W przerwach między impulsami prądu ładowania z kondensatora płynie również prąd do odbiornika. Dlatego prąd ładowania jest zawsze większy od pobieranego prądu stałego. Prąd ładowania nie może przekroczyć wartości dopuszczalnej I_F. Pominiemy dokładne obliczenie, trzeba jednak zapamiętać, że pobór prądu nie może być większy niż $I = 0{,}6 \cdot I_F$. W przypadku prostowania dwupołówkowego, i to zarówno w układzie dwuprostownikowym, jak i w układzie Graetza, prąd pobierany dzieli się zawsze pomiędzy dwie diody tak, że tu $I = 1{,}5 \cdot I_F$.

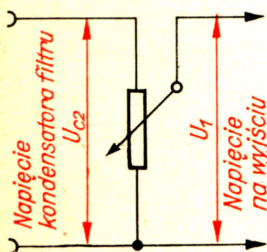
Ponieważ z uzwojenia nr 3 będziemy pobierać prąd stały 1,5 A, każda z diod musi charakteryzować się maksymalnym prądem przewodzenia

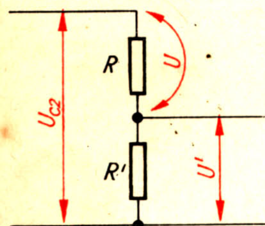
$$I_F = \frac{I}{1{,}5} = \frac{1{,}5 \text{ A}}{1{,}5} = 1 \text{ A}.$$

Wybieramy cztery *złączowe germanowe diody mocy* typu GY 112 (75 V/1 A). Można tu użyć dowolnych diod z produkowanej w Polsce (TEWA) grupy złączonych germanowych diod mocy DMG 1–DMG 4. Już w przypadku prądu przewodzenia równego 1 A występuje w prostownikach zauważalne nagrzewanie. Dlatego montujemy je na radiatorach z blachy duraluminio-

Rys. 28
W ten sposób do blachy radiatora mocujemy cztery diody w układzie Graetza







Rys. 29
Potencjometr służy jako dzielnik napięcia

wej o grubości 1 mm. Radiator musi mieć wymiary przynajmniej 60 mm × 80 mm. Nigdy nie zawadzi większy. Z rys. 28 widać, jak należy przykręcić diody do radiatorów i połączyć między sobą. Przekładki z miki, pierścienie izolacyjne i podkładki dobrze byłoby kupić razem z diodami.

Zajmijmy się teraz obwodem uzwojenia nr 2, który ma dawać napięcie prądu stałego, regulowane w sposób ciągły od 0 do 20 V. Przyjmiemy prostowanie jednopołówkowe z kondensatorem wygładzającym i z filtrem *RC* (rys. 23f). Aby na wyjściu móc nastawić każde dowolne napięcie w zakresie od 0 do 20 V, równolegle do kondensatora filtru włączamy potencjometr. Na jego zaciskach skrajnych panuje zawsze pełne napięcie, ale napięcie zmniejszone uzyskujemy między ślizgaczem i jednym zaciskiem skrajnym. Potencjometr możemy traktować jako układ szeregowy dwu rezystancji (patrz rys. 29), w którym jedna zawsze rośnie o tyle, o ile zmniejszy się druga. W układzie szeregowym napięcia składowe zachowują się tak jak rezystancje, zatem analogicznie do zmiany rezystancji w potencjometrze zmienia się również napięcie na wyjściu.

Rezystor w filtrze dobieramy tak, aby w przypadku zwarcia zewnętrznego prąd zwarciowy nie był większy od prądu, na który obliczyliśmy uzwojenie transformatora: 10 mA. Wtedy nie potrzeba stosować oddzielnego bezpiecznika. Na wszelki wypadek ustalimy wartość prądu zwarciowego na 9 mA. Rezystancja filtru musi wobec tego wynosić:

$$R_2 = \frac{U_{CL}}{I} = \frac{U\sim \cdot \sqrt{2}}{I} = \frac{20\ \mathrm{V} \cdot \sqrt{2}}{9\ \mathrm{mA}} = 3{,}14\ \mathrm{k\Omega}.$$

Zastosujemy rezystor 3,3 kΩ. W przypadku przepływu prądu zwarciowego

$$I = \frac{U_{CL}}{R_2} = \frac{28\ \mathrm{V}}{3{,}3\ \mathrm{k\Omega}} = 8{,}5\ \mathrm{mA}$$ obciążenie rezystora wyniesie

$$P = R_2 \cdot I^2 = 3{,}3 \cdot 10^3\ \Omega \cdot 72 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{A}^2 = 0{,}24\ \mathrm{W}.$$

Dobieramy rezystor o obciążalności 0,5 W. Rezystancja filtru wraz z potencjometrem tworzą dzielnik napięcia, do którego przyłożone jest napięcie kondensatora wygładzającego wynoszące w zaokrągleniu 28 V. Ponieważ

napięcie na wyjściu ma wynosić jeszcze około 20 V, na rezystancji filtru spadek napięcia wynieść może najwyżej 8 V.
Obliczamy wielkość rezystancji potencjometru:

$$\frac{R^1}{R} = \frac{U^1}{U}; \qquad \frac{R_{pot}}{R_2} = \frac{20\ \text{V}}{8\ \text{V}},$$

$$\text{a } R_{pot} = R_2 \cdot \frac{20}{8} = 3{,}3\ \text{k}\Omega \cdot \frac{20}{8} = 8{,}3\ \text{k}\Omega.$$

Zastosujemy najbliższą większą wartość: 10 kΩ. Obciążalność musi wynosić $P = R_{pot} \cdot I^2 = 10^4\ \Omega \cdot 72 \cdot 10^{-6}\ \text{A}^2 = 0{,}72$ W. Te wymagania spełnia zatem potencjometr warstwowy 10 kΩ/0,8 W.
Ponieważ napięcie to będziemy głównie stosowali jako napięcie siatkowe dla lamp elektronowych, musimy je wygładzić nadzwyczaj starannie. Napięcie pulsacji ΔU_2 może z tego powodu wynosić najwyżej tylko 0,01% napięcia stałego na wyjściu, to znaczy $20\ \text{V} \cdot 10^{-4} = 2$ mV. Jeśli kondensator wygładzający i filtr mają ten sam współczynnik filtracji, to otrzymujemy $\Delta U_1 = 20\ \text{V} \cdot 10^{-2} = 0{,}2$ V. Przez siatki lamp normalnie prąd nie płynie. Będziemy jednak musieli mierzyć napięcie. *Przyrząd uniwersalny* Lavo 1 ma oporność wewnętrzną $1000\ \frac{\Omega}{\text{V}}$, na zakresie 6 V odpowiada to 6 kΩ. Przez ten przyrząd przy przyłożonym napięciu 6 V płynie prąd 1 mA. Poza tym przez potencjometr płynie stale prąd skrośny. Wynosi on 2 mA. W celu obliczenia kondensatora wygładzającego musimy dodać oba prądy. Obliczymy to i przyjmiemy:

$$C_3 = C_4 = 100\ \mu\text{F}/30\ \text{V}.$$

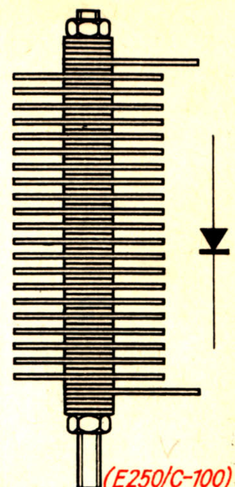
Prostownik charakteryzuje się napięciem wstecznym:

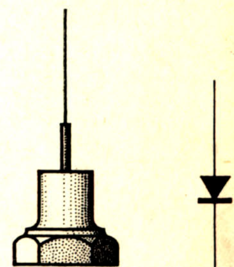
$$U_R = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\sim} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 20\ \text{V} = 57\ \text{V}$$

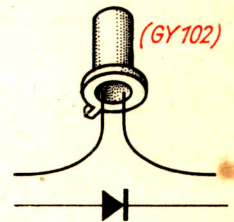
i prądem przewodzenia

$$I_F = \frac{I}{0{,}6} = \frac{8{,}5\ \text{mA}}{0{,}6} = 14{,}2\ \text{mA}.$$

Te warunki spełniają zarówno diody ostrzowe DOG-58 70 V/16 mA i DG 20 70 V/25 mA, jak również diody złączowe DZG4 64V/300 mA. W zasilacz wzorcowy autor wmontował diodę GY 102. Na rys. 30 zestawiono prostowniki, które można zastosować w naszym zasilaczu.



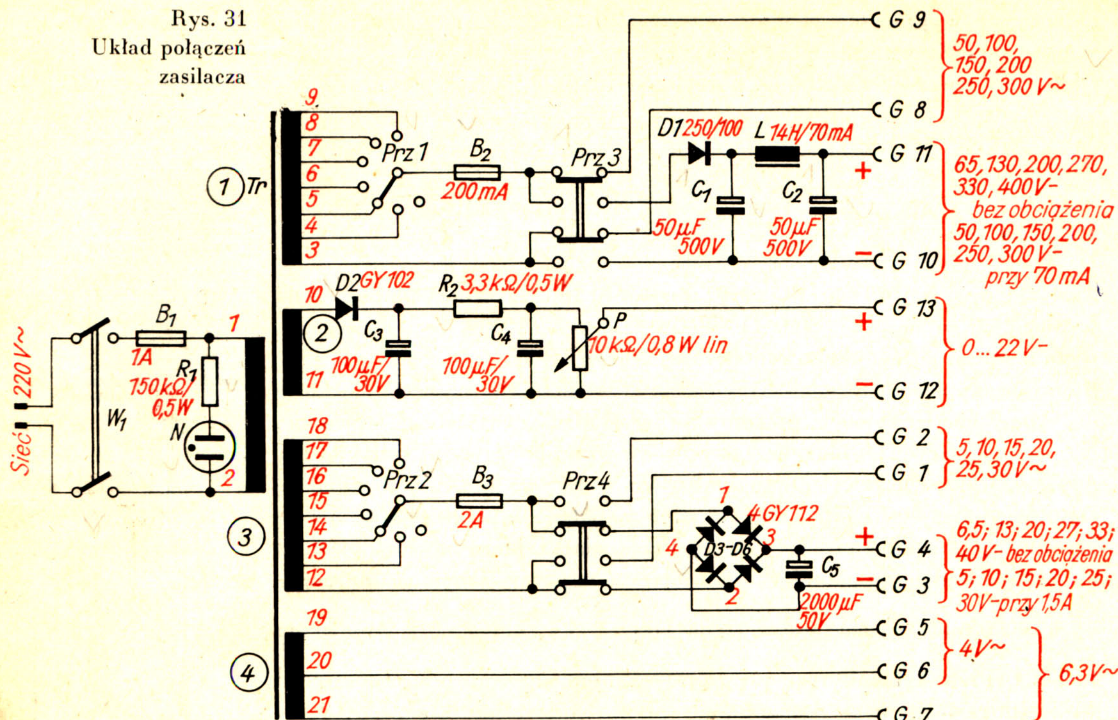




Rys. 30
Prostowniki do zasilacza

Budujemy zasilacz

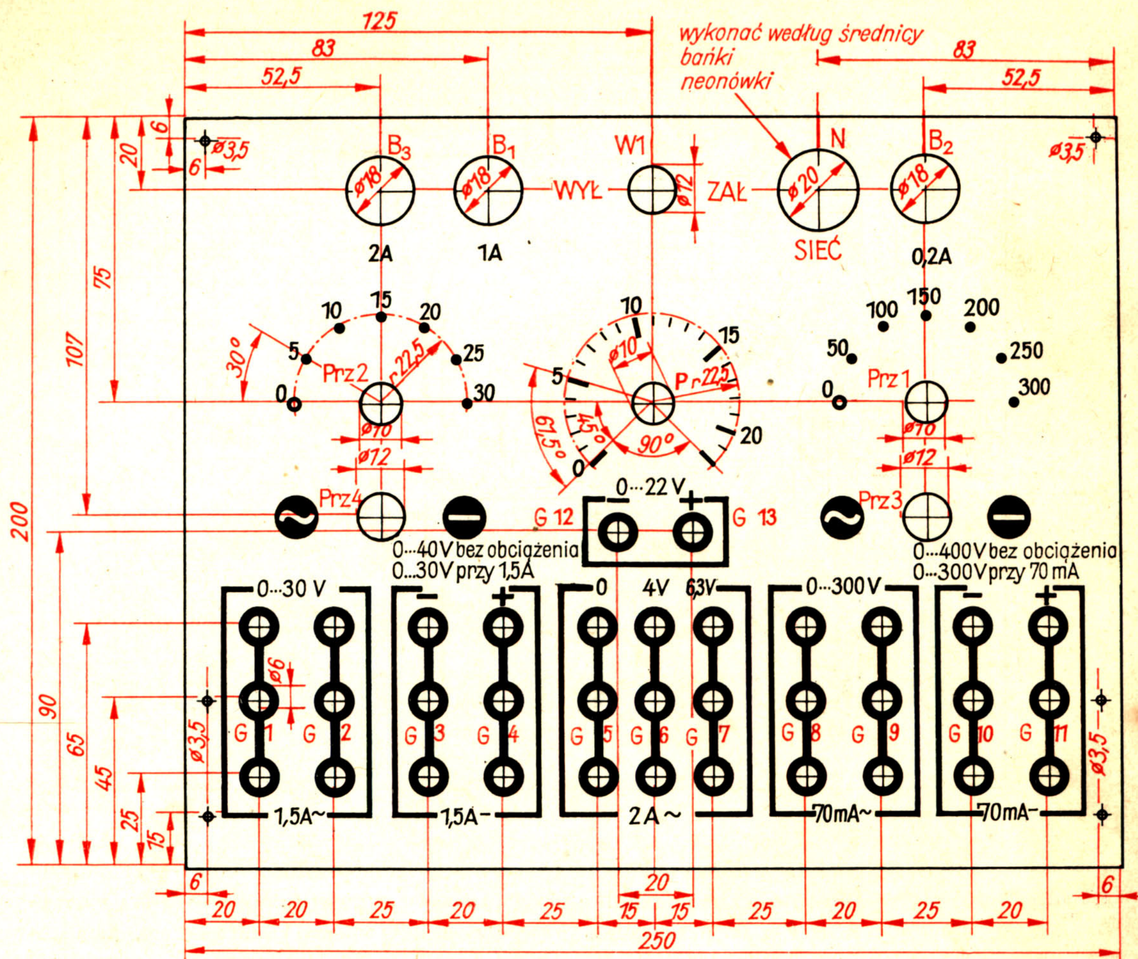
Kompletny schemat, czyli układ połączeń zasilacza warsztatowego przedstawiono na rys. 31. W obwodzie sieciowym znajduje się dwubiegunowy wyłącznik główny, bezpiecznik i neonówka do kontroli napięcia w sieci. Typ jej jest rzeczą drugorzędną. Przy kupnie neonówki sprawdzamy, czy w cokół wbudowany jest przez producenta na stałe rezystor redukcyjny. Jeśli tak, to możemy pominąć rezystor R_1. Zaczynamy od montażu tablicy



Rys. 31
Układ połączeń
zasilacza

frontowej. Stanowi ona oblicze naszego zasilacza i musi wyglądać porządnie; dlatego płaszczyznę przednią płyty czołowej wykonujemy metodą fotograficzną. Czarnym tuszem na kalce kreślarskiej rysujemy najpierw według rys. 32 negatyw w rzeczywistej wielkości. Następnie do odpowiednio dużej kuwety nalewamy wywoływacz do papierów fotograficznych (wywoływacz uniwersalny FOTON). Drugą, równie dużą kuwetę napełniamy kąpielą przerywającą, którą stanowi woda z niewielką ilością octu. Wreszcie trzecia kuweta zawiera kąpiel utrwalającą. Użyjemy papieru fotograficznego EXTRA o wymiarach 240 mm × 300 mm. Jeśli pomieszczenie, w którym pracujemy, daje się zaciemnić, możemy tło zewnętrzne wykonać zaraz. Jeśli jest to niemożliwe, czekamy do wieczora. Na papier fotograficzny, leżący emulsją do góry, kładziemy przezroczysty negatyw. Gładką szybą, bez zadrapań, przyciskamy równomiernie oba papiery. Do naświetlania możemy użyć powiększalnika, o ile go mamy, ale wystarczy również zwykła żarówka mleczna na wysokości około jednego metra nad papierem. Właściwy czas naświetlania ustalimy robiąc kilka próbek. Naświetlony papier wywołujemy, płuczemy, utrwalamy, płuczemy ponownie i suszymy. Gotowe czarne tło z białymi napisami należy nakleić na płytę izolacyjną o grubości 4 mm i wymiarach 250 mm × 20 mm. Robimy to w następujący sposób:

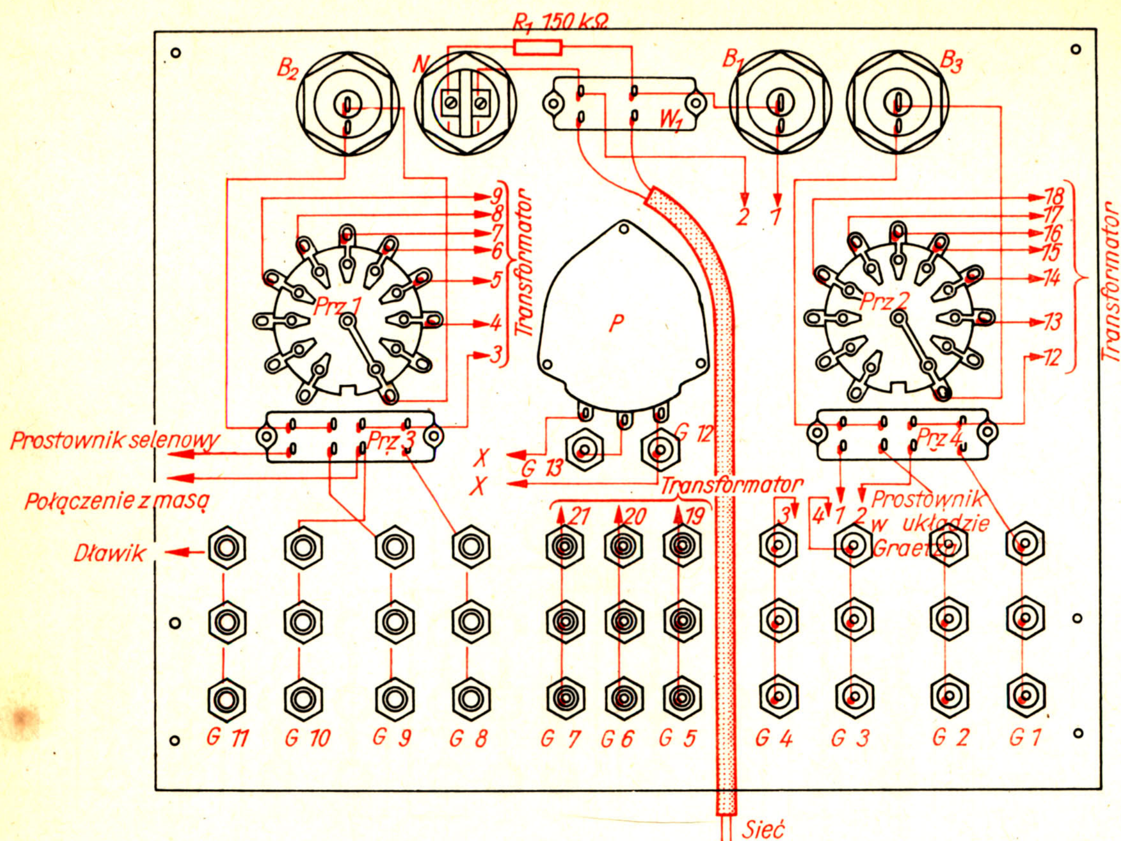
Najpierw przecieramy płytę z jednej strony papierem ściernym, a następnie klejem cristal-cement przyklejamy do niej papier rysunkowy (brystol), starając się uniknąć fałd. Dla uzyskania równomiernego docisku dobrze jest użyć specjalnego wałka. Po upływie godziny klej wyschnie. Do podkła-



du papierowego przyklejamy teraz za pomocą kleju fotograficznego naświetlony pozytyw płyty czołowej. Pozostawiamy to wszystko na dwie do trzech godzin do zupełnego wyschnięcia. Następnie wiercimy otwory dla elementów, które mają być zamocowane na płycie czołowej i mocujemy je. Dla napięć poniżej 42 V (*G*—7, 12 i 13) możemy zastosować zwykłe gniazdka radiowe, dla wyższych napięć w rachubę wchodzą tylko gniazdka z izolowanymi główkami lub zaciski laboratoryjne.

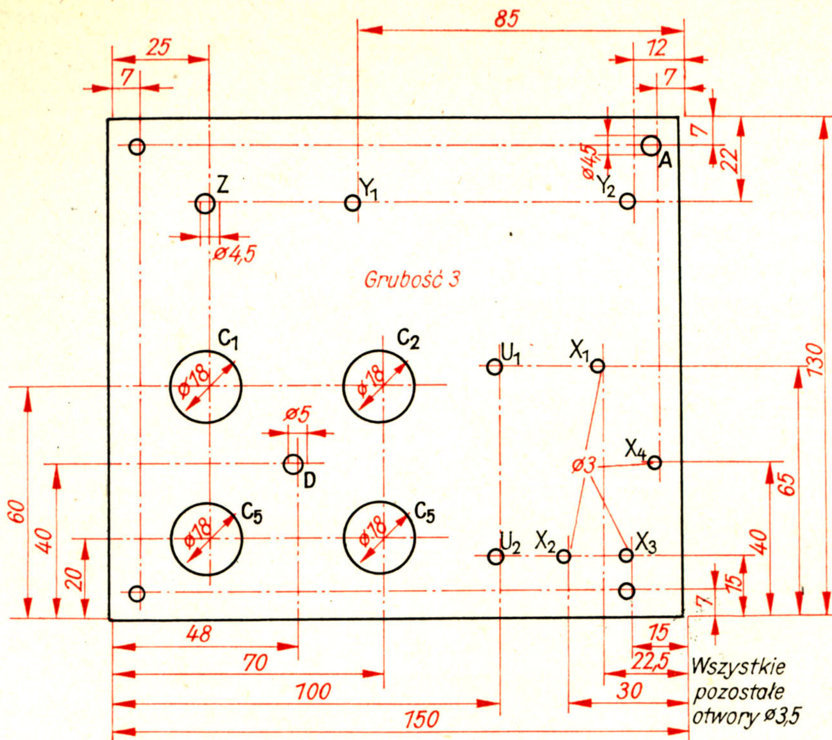
Rys. 32
Negatyw płyty czołowej zasilacza

Na płycie czołowej ułożymy przewody z tyłu wg rys. 33, śledząc jednocześnie układ połączeń (rys. 31). Pozostałe elementy umieścimy na izolacyjnej płycie montażowej o grubości 3 mm. Rozmieszczenie otworów wykonamy według rys. 34. W otwory oznaczone X wnitujemy końcówki lutownicze, w otworach Y_1 i Y_2 mocujemy dławik filtru (wkręty i nakrętki M3), w Z umieścimy prostownik selenowy. Otwory U1 i U2 służą do zamocowania radiatora chłodzącego, w który wmontowane są cztery diody w układzie Graetza. Oba kondensatory elektrolityczne w obwodzie uzwojenia nr 1 montujemy w miejscach oznaczonych C_1 i C_2, tak by podkładką

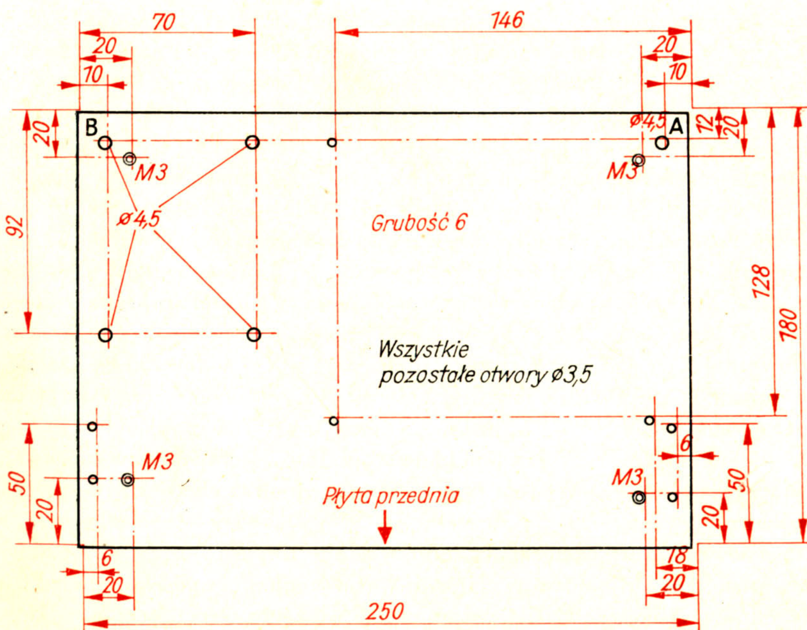


Rys. 33
Układ połączeń płyty czołowej

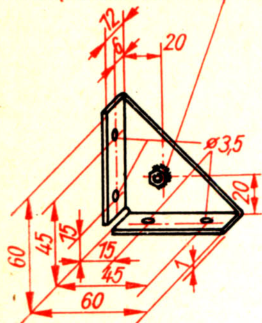
przyłączeniową połączone były z masą. Kondensator 2000 μF – zaopatrzony również w podkładkę przyłączeniową – montujemy w jednym z otworów C_5. W przyrządzie wzorcowym użyto dwa kondensatory, każdy o pojemności 1000 μF, połączone równolegle, dlatego na płycie montażowej przewidziano dwa otwory C_5. W punkcie X1 przylutowujemy oba małe kondensatory elektrolityczne 100 μF od strony bieguna (—). Biegun (+) połączony jest z X2 lub X3. Jednocześnie przylutujemy tu na stałe rezystor filtru 3,3 kΩ. Dioda germanowa GY 102 (w Polsce – DZG) umieszczona jest między X2 i X3. Górne zakończenie doprowadzenia diody musi być skierowane do X4. Końcówkę lutowniczą diody przytrzymujemy mocno płaskimi szczypcami przy samym miejscu lutowania. Zapobiegamy w ten sposób nadmiernemu nagrzaniu albo nawet zniszczeniu bardzo czułego na temperaturę półprzewodnika. Dlatego lutujemy możliwie szybko. Od spodu płyty izolacyjnej przylutowujemy do biegunów dodatnich każdego z kondensatorów 50 μF odcinki przewodu. Przez otwór D dwa przewody prowadzą do dławika; trzeci łączy biegun (+) kondensatora wygładzającego obwodu uzwojenia nr 3 z końcówką przyłączeniową 3 prostownika w układzie Graetza. Końcówkę przyłączeniową obudowy kondensatora wygładzającego łączymy z końcówką lutowniczą 4 (porównaj rys. 28). W końcu lutujemy przewód między końcówką przyłączeniową dławika w pobliżu Y_1, a dolną końcówką prostownika selenowego.



Rys. 34
Płyta montażowa zasilacza



Rys. 35
Podstawa zasilacza



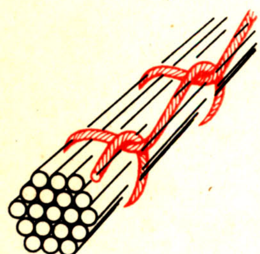
Rys. 36
Narożnik do połączenia podstawy z płytą czołową

Teraz trzeba przerwać lutowanie i wykonać dalsze elementy. Rozmieszczenie otworów w podstawie wykonamy według rys. 35. Dwa narożniki według rys. 36 z blachy stalowej grubości 1 mm łączą płytę podstawy z płytą czołową. Boki trójkątów powinny dobrze pasować do obu krawędzi płyt. Następnie wykonujemy dwa dalsze wsporniki (wg N1 rys. 6). Wymiary w milimetrach wynoszą: $a = 30$; $b = 15$; $c = 20$; $d = 1$; $e = 10$; $f = 10$; $h = 5$; $i = 4{,}5$; $k = 4{,}5$;

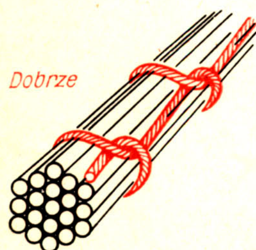
Przy otworze i lutujemy od strony zagięcia nakrętkę M4. Dla uzyskania właściwego odstępu około 15 mm między płytą podstawy i płytą montażową wstawiamy cztery odstępniki z twardego drewna, płyty izolacyjnej lub metalu. W trzech przewiercamy otwory ⌀ 3,5 mm, a w jednym ⌀ 4,5.

Montaż końcowy odbywa się następująco: wkładamy wkręt M4 o długości około 20 mm w otwór płyty podstawy A; dalej wspornik N1 przesuwamy przez gwint wkrętu tak, że wolna półka kątownika leży w płaszczyźnie trójkąta do mocowania płyty czołowej (rys. 36 i 38); następnie zakładamy odstępnik z większym otworem i wreszcie płytę montażową z otworem A. Przykręcamy nakrętkę M4, łącząc w ten sposób całość. W trzech narożnikach płyty montażowej użyjemy wkrętów M3 o długości 20 mm. W pozostałych czterech otworach zamocujemy transformator wkrętami i nakrętkami M4; w B jednocześnie zamocujemy również drugi narożnik. Gwintowane otwory M3 służą do przykręcenia gumowych nóżek. Możemy teraz dalej układać przewody. Najpierw łączymy odczepy transformatora 12—18 (uzwojenie nr 3) z przełącznikami Prz_4 i Prz_2. Rys. 31 podaje, jak to należy wykonać. Każdy przewód trzeba dokładnie wygiąć i oddzielnie przylutować. Układamy przewody tak, aby można je było następnie złożyć w wiązkę. Następnie wykonujemy połączenie uzwojenia pierwotnego transformatora (1 i 2). Odczepy 3—9 (uzwojenie nr 1) łączymy jak uzwojenie wtórne nr 3 – z przełącznikami Prz_1 i Prz_3. Do par gniazd radiowych *G5*, *G6* i *G7* doprowadzamy we właściwej kolejności napięcia żarzenia 4 i 6 V (odczepy transformatora 19, 20 i 21, uzwojenie nr 4). Następnie należy połączyć gniazda *G3* z końcówką lutowniczą 4; *G4* z końcówką lutowniczą 3 prostownika w układzie Graetza (por. rys. 28); *G10* z masą obu kondensatorów elektrolitycznych 50 μF; *G11* z końcówką dławika w pobliżu otworu w płycie montażowej Y2 (rys. 33). Wolną jeszcze końcówkę lutowniczą przełącznika Prz_3 łączymy z górną końcówką prostownika selenowego, zaś obie końcówki Prz_4 z końcówkami 1 i 2 prostownika w układzie Graetza. Wreszcie należy wykonać połączenia w obwodzie prądu stałego 0—20 V (uzwojenie nr 2): odczep transformatora 10 połączyć z końcówką lutowniczą X na płycie montażowej, odczep 11 z X1, a stamtąd zaraz dalej do gniazda *G12*. Ostatni przewód połączy X2 z wolną jeszcze końcówką potencjometru. Przewód sznurowy, dwużyłowy (na napięcie sieci), o długości około 2 m, z wtyczką na końcu, przylutowujemy do obu końcówek wyłącznika głównego W_1 i na tym kończymy montaż elektryczny naszego zasilacza.

Przewód sznurowy zaciskamy odpowiednio dopasowanym uchwytem, przykręconym do podstawy. Przed sprawdzeniem napięć w gniazdach obwodów wyjściowych, należy pamiętać o włożeniu trzech bezpieczników.

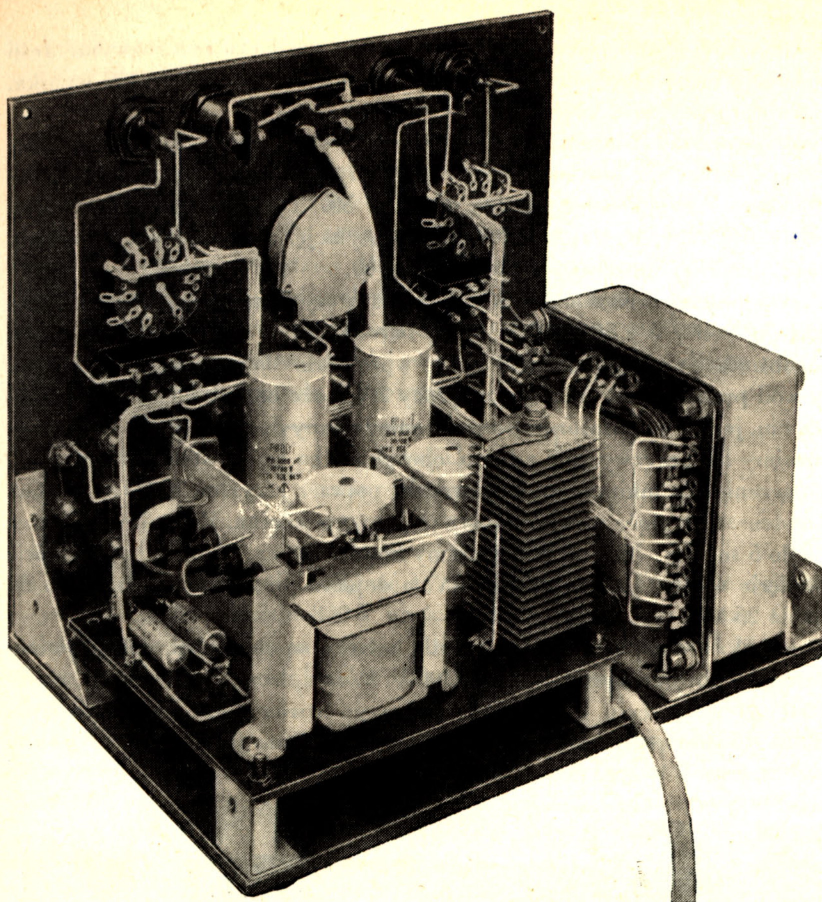


Źle

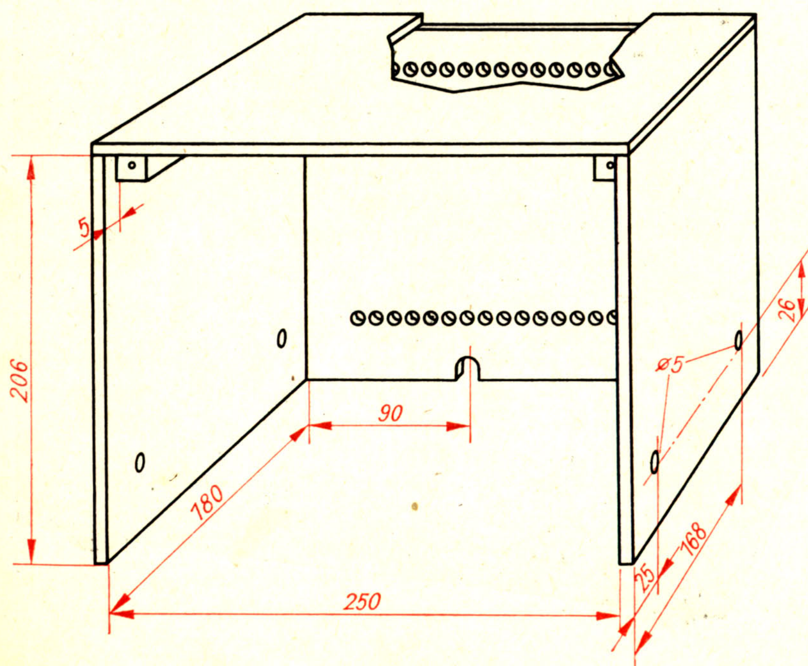


Dobrze

Rys. 37
Tak należy wykonać wiązkę przewodów



Rys. 38
Wygląd wnętrza
zasilacza



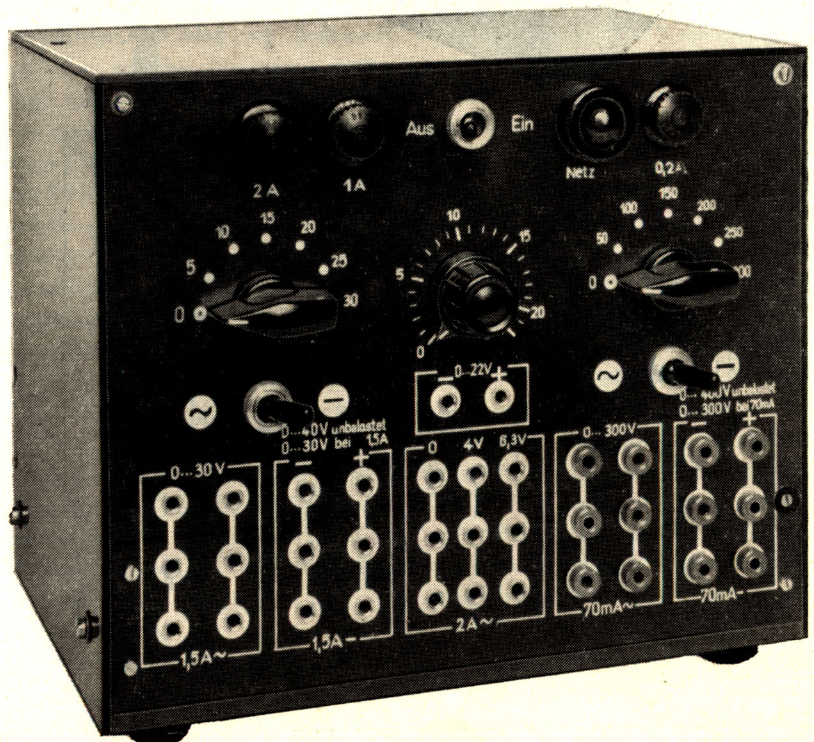
Rys. 39
Wymiary obudowy
zasilacza

Na rys. 31 podano napięcia zmierzone na zasilaczu wzorcowym. Jeśli wszystko jest w porządku, wiążemy przewody w wiązki. Z rys. 37 wynika, jak to prawidłowo zrobić.

Rys. 38 przedstawia zasilacz. Żeby się to wszystko nie zakurzyło i żeby przypadkowo nie dotknąć części pod napięciem, wykonujemy jeszcze obudowę. Wymiary podane są na rys. 39. Tył zaopatrujemy w dwa rzędy otworów, co zapewnia dobrą wentylację. Przyrząd przygotowany teraz do pracy możemy obejrzeć na rys. 40.

Przystępujemy wreszcie do prób. Kondensatory filtrów w obwodach prądu stałego 5—30 V i 50—300 V mogą bardzo długo utrzymywać napięcie. W obwodzie niskiego napięcia jest to wprawdzie dla nas niegroźne, jednak obwód przewidziany na napięcie pracy 2 V może bardzo łatwo ulec uszkodzeniu, jeśli kondensator jest jeszcze naładowany do napięcia 25 V. Dlatego musimy się przyzwyczaić zwierać oba gniazdka prądu stałego 30 V przed połączeniem z jakimś innym obwodem poprzez rezystor 200 Ω; Ładunek kondensatora może wówczas spłynąć, napięcie zanika. Rozładowanie trwa około 5 sekund. Jeśli nie rozładujemy kondensatora, to po jednej minucie napięcie wynosi jeszcze około 35 V, a dopiero po 10 minutach spada do około 25 V.

Znacznie bardziej niebezpieczne – dla ludzi! – są oba naładowane kondensatory w obwodzie prądu stałego 300 V. W urządzeniu wzorcowym, w minutę po wyłączeniu wyłącznika sieciowego stwierdzono jeszcze napięcie 250 V. Nawet po dziesięciu minutach wynosiło ono jeszcze 100 V. Jest to



Rys. 40
Zasilacz gotowy
do użytku

niebezpieczne nie tylko dla układu, ale – i to musimy dobrze zapamiętać – również dla eksperymentującego! *Napięcia powyżej 42 V są niebezpieczne dla organizmu ludzkiego.* Do rozładowywania kondensatorów wykonamy małe urządzenie. W podstawce z płyty izolacyjnej o grubości 5 mm, wysokości 40 mm i szerokości 60 mm umieszczamy w odległości 20 mm dwie wtyczki bananowe i po stronie wtyków lutujemy między nimi rezystor warstwowy 50 kΩ/1 W. Po stronie oddzielonej od wtyczek przykręcamy czterema krótkimi wkrętami M3 z płaskimi łbami stożkowymi drugą płytkę izolacyjną tej samej grubości. Płytka z wtyczkami w każdym z czterech rogów ma gwintowane otwory M3. Po stronie wtyczek spiłowujemy wystające części wkrętów, aż do płaszczyzny płytki. Na drugą płytkę naklejamy kawałek brystolu z napisem:

Uwaga! Czas rozładowania powyżej 1 minuty

Musimy się przyzwyczaić dołączać to urządzenie rozładowujące do dwu sąsiednich gniazd obwodu 300 V po każdym wyłączeniu zasilacza. Odłączamy je dopiero po zmontowaniu nowego układu i po jego dokładnym zbadaniu. Może być ono załączone tylko wtedy, gdy zasilacz jest odłączony od sieci.

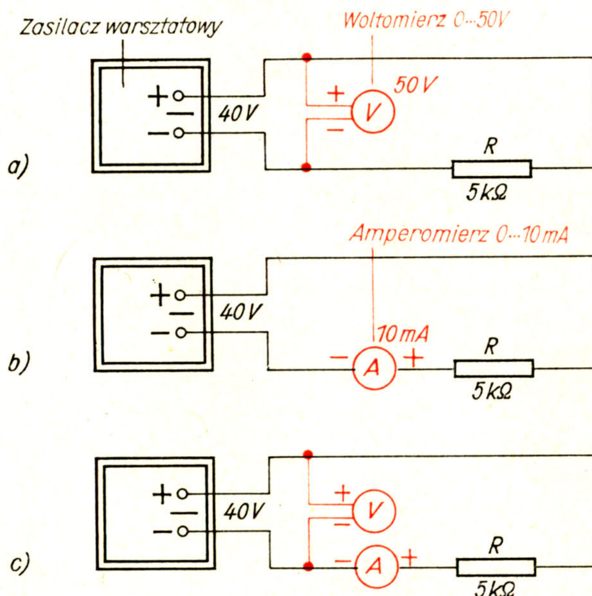
Nie tylko jednak napięcia prądu stałego, ale i prądu zmiennego powyżej 42 V są niebezpieczne dla zdrowia[1]. Na szczęście po odłączeniu źródła zanikają one natychmiast. Przy wszystkich próbach z napięciami powyżej 42 V pamiętajmy:

– *Przed włączeniem układu poddawanego próbom sprawdzić, czy nie zawiera on błędów połączeniowych.*
– *Przekonać się, czy źródło napięcia nie zawiera dodatkowego ładunku elektrycznego.*
– *Podczas przeprowadzania prób nie dotykać miejsc wolnych od izolacji.*
– *Nigdy nie zmieniać układu pod napięciem! Również robiąc małe zmiany najpierw odłączyć od napięcia układ poddawany próbom!*

[1] Dlatego też należy przed rozpoczęciem pracy przy takich napięciach zapoznać się z przepisami BHP, zawartymi w „Przepisach o eksploatacji urządzeń elektroenergetycznych" wydanych przez Państwowy Inspektorat Gospodarki Paliwowo Energetycznej. Przepisy te można nabyć w księgarniach technicznych.

4. Rezystancja, reaktancja, impedancja

Wiemy już, że rezystancję można obliczyć za pomocą wzoru $R = \frac{U}{I}$. Tę zależność potwierdzimy doświadczalnie. W tym celu zmierzymy prąd płynący przez znaną rezystancję przy znanym napięciu. Jako przyrząd pomiarowy zastosujemy np. Lavo, inny miernik wielozakresowy lub przyrząd[1] własnej roboty. Niezbędne napięcie stałe będziemy pobierać z obwodu niskiego napięcia naszego zasilacza. Najpierw zgodnie z rys. 41a przy rezystancji włączonej w obwód mierzymy napięcie, potem według rys. 41b – prąd. Dwoma przyrządami pomiarowymi możemy również



Rys. 41
W ten sposób ustala się wartości rezystancji przez pomiar prądu i napięcia:
a) pomiar przyłożonego napięcia;
b) pomiar przepływającego prądu;
c) jednoczesny pomiar prądu i napięcia

[1] W książce: Backe i König — „Z elektrotechniką za pan brat" podano budowę przyrządu magnetoelektrycznego o zakresach 20 mA, 0,2 A; 2 A, 2 V, 20 V, 200 V i przyrządu elektromagnetycznego o zakresach 0,2 A, 2 A, 20/40 V i 100/200 V. Przyrząd magnetoelektryczny pokazano na rys. 61.

mierzyć prąd i napięcie jednocześnie (porównaj rys. 41c). Jeśli nasz rezystor warstwowy ma 5 kΩ, to mierniki wskażą następujące wartości: $U = 43$ V, $I = 8{,}4$ mA. Przez podzielenie otrzymamy:

$R = \frac{U}{I} = \frac{43\text{ V}}{8{,}4\text{ mA}} = 5{,}1\text{ k}\Omega$. Ta metoda pomiaru nazywa się *metodą techniczną*.

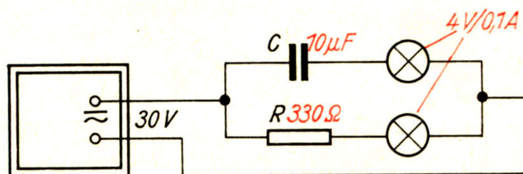
Wartość zmierzona zgadza się zupełnie dobrze z nadrukiem na rezystorze. Jednak w ten sposób nie otrzymamy nigdy wyników bardzo dokładnych, ponieważ każdy miernik ma pewną rezystancję wewnętrzną. Mimo to dla naszych potrzeb dokładność ta wystarcza. Ponieważ podczas tej próby pracowaliśmy na prądzie stałym, nazywamy ją również rezystancją dla prądu stałego. Powtórzmy próbę przy prądzie zmiennym! Przy napięciu zmiennym

$U\sim = 31{,}5$ V płynie prąd $I\sim = 6{,}2$ mA.

Rezystancja przy prądzie zmiennym wynosi zatem:

$$R\sim = \frac{U\sim}{I\sim} = \frac{31{,}5\text{ V}}{6{,}2\text{ mA}} = 5{,}1\text{ k}\Omega.$$

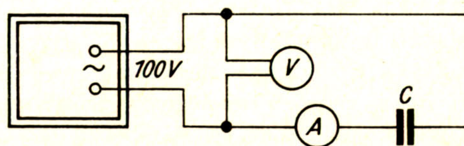
Wartości zmierzone przy prądzie stałym i zmiennym nie różnią się od siebie. Przeprowadzimy teraz kilka prób, z których okaże się, że nie zawsze tak bywa.



Rys. 42
Kondensator i rezystor przy napięciu stałym i zmiennym

Rezystor 330 Ω i kondensator blokowy 10 µF na schemacie (rys. 42) połączone są każdy w szereg z żaróweczką 4 V/0,1 A. Do obu zestawów przykładamy jednocześnie napięcie stałe około 30 V. Świeci się tylko lampka za rezystorem, druga lampka jest w dalszym ciągu ciemna. Nic dziwnego, przecież kondensator stanowi przerwę w obwodzie. Zasilmy teraz nasz układ napięciem zmiennym 30 V. Ku naszemu zdumieniu obie lampki palą się mniej więcej jednakowo jasno. Nasz kondensator stanowi przy napięciu zmiennym opór, czyli tzw. *reaktancję* równą tylko około 300 Ω, podczas gdy w obwodzie prądu stałego jest ona bardzo duża. Reaktancję kondensatora przy prądzie zmiennym będziemy nazywali reaktancją pojemnościową i – dla odróżnienia od rezystancji – oznaczymy ją symbolem R_C. Zapoznajmy się bliżej z tym pojęciem!

Zgodnie z rys. 43 zmierzymy prąd i napięcie różnych kondensatorów i obliczymy stąd reaktancję pojemnościową. Dla pojemności $C_1 = 0{,}1$ µF;



Rys. 43
Wykrywamy reaktancję pojemnościową

$C_2 = 1\ \mu F$; i $C_3 = 2\ \mu F$ otrzymujemy wartości następujące:

C w μF	$U\sim$ w V	$I\sim$ w mA
0,1	100	3,1
1	100	31
2	100	62

Stwierdzamy, że przy tym samym napięciu zmiennym w miarę wzrostu pojemności prąd zmienny rośnie. Zatem reaktancja pojemnościowa musiała zmaleć. Dla rozpatrywanych pojemności otrzymujemy następujące wartości:

$$R_{C1} = \frac{U\sim_1}{I\sim_1} = \frac{100\ V}{3{,}1\ mA} = 32{,}2\ k\Omega;$$

$$R_{C2} = \frac{100\ V}{32\ mA} = 3{,}22\ k\Omega;$$

$$R_{C3} = 1{,}61\ k\Omega.$$

Na reaktancję pojemnościową prócz pojemności ma wpływ częstotliwość prądu zmiennego:

$$R_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}.$$

Aby dowieść prawidłowości tej zależności, obliczymy R_C dla kondensatora 10 μF użytego w poprzednim doświadczeniu. Wiemy, że musi ona wynosić około 300 Ω. Częstotliwość stosowanego przez nas prądu zmiennego wynosi 50 Hz. Otrzymujemy:

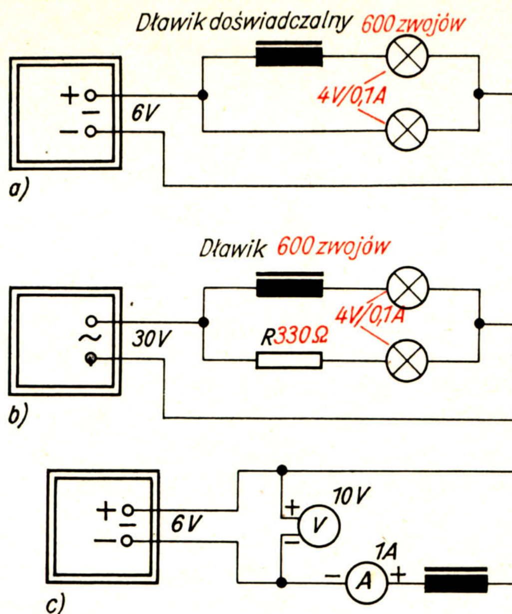
$$R_C = \frac{1\ V}{2\pi \cdot 50\ s^{-1} \cdot 10 \cdot 10^{-6}\ As} = \frac{10^3\ V}{A} = 318\ \Omega.$$

Rozważymy również oddziaływanie indukcyjności cewki, ale najpierw jednak trzeba ją nawinąć. Zastosujemy rdzeń EI 66. Wymiary korpusu uzwojenia dławika według naszej normy N2 (rys. 6) wynoszą w milimetrach: $a_1 = 48$; $a_2 = 25$; $a_3 = 22$; $a_4 = 13$; $b_1 = 42$; $b_2 = 24$; $b_3 = 22$; $c = 32$; $d = 1$.

Zastosujemy drut nawojowy miedziany emaliowany o średnicy 0,5 mm nawijając dokładnie zwój przy zwoju. W każdej warstwie zmieści się 50 zwojów. Uzwojenie dławika ma w sumie 600 zwojów; odczepy wyprowadzamy tu na zwoju sto pięćdziesiątym i trzechsetnym. Montujemy dławik jak dla filtru, ale bez szczeliny powietrznej.

A teraz do prób! Według rys. 44a włączamy równolegle obie nasze żaróweczki 4 V/0,1 A na napięcie stałe równe około 6 V.

W jednej z dwu równoległych gałęzi znajduje się dławik doświadczalny z 600 zwojami.

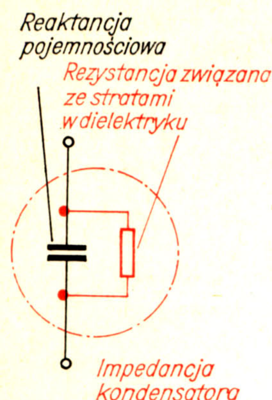


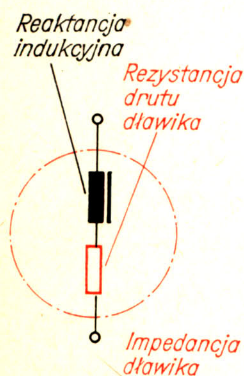
Rys. 44
Próby z naszym dławikiem doświadczalnym:
a) dławik w obwodzie prądu stałego;
b) dławik i rezystor przy napięciu zmiennym;
c) ustalamy reaktancję dławika

Po włączeniu napięcia żaróweczka za dławikiem zapala się nieco później od tej, która znajduje się tuż za źródłem napięcia. Indukcyjność dławika powoduje opóźnienie narastania prądu płynącego przez żaróweczkę. Nas jednak interesuje tu coś innego: rezystancja musi być bardzo mała, ponieważ obie lampki palą się mniej więcej tak samo jasno. Zastąpmy z kolei napięcie stałe napięciem zmiennym 5 V. Teraz pali się tylko ta żaróweczka, która znajduje się bezpośrednio za źródłem napięcia. Żaróweczka umieszczona za dławikiem w dalszym ciągu nie świeci się. Opór, czyli *reaktancja* dławika przy prądzie zmiennym – nazywamy ją *reaktancją indukcyjną* R_L – musi być wyraźnie większa od rezystancji przy prądzie stałym.

Obecnie, zgodnie z rys. 44b włączymy w obwód drugiej żarówki rezystor około 330 Ω i podnosimy napięcie zmienne do 30 V. Obie lampki palą się obecnie mniej więcej jednakowo jasno; reaktancja indukcyjna dławika musi więc być rzędu wielkości rezystancji. Ustalmy najpierw rezystancję dławika przy prądzie stałym (por. rys. 44c). Przy napięciu 6 V płynie prąd 0,64 A. Stąd rezystancja $R = \frac{U}{I} = \frac{6\ \text{V}}{0{,}64\ \text{A}} = 9{,}4\ \Omega$. Jest to po prostu rezystancja drutu nawojowego dławika. Reaktancję indukcyjną ustalimy w zależności od liczby zwojów. Stosujemy stale napięcie zmienne 15 V:

n	$U_\sim$ w V	$I_\sim$ w mA	R_L w Ω
150	15	720	20,8
300	15	175	85,5
600	15	44	341





Rys. 45
W ten sposób trzeba wyobrażać sobie impedancje dławika i kondensatora

W czwartej kolumnie podano już obliczone wartości odpowiednich reaktancji indukcyjnych. Podczas gdy liczba zwojów pozostaje w stosunku 1:2:4, odpowiednie wartości reaktancji przy prądzie zmiennym są do siebie w stosunku 1:4:16. W ten sposób znaleźliśmy ważną prawidłowość: kwadraty liczby zwojów pozostają we wzajemnym stosunku do siebie jak reaktancje indukcyjne, czyli zapisując algebraicznie:

$$\frac{n_1^2}{n_2^2} = \frac{R_{L1}}{R_{L2}}.$$

We wzorach na indukcyjność, z którymi się dotychczas zetknęliśmy – w przypadku jednowarstwowej cewki cylindrycznej i dławika filtru – indukcyjność jest wprost proporcjonalna do kwadratu liczby zwojów; L zwiększa się czterokrotnie, gdy podwoimy n. Ponieważ ta sama zależność istnieje również między R_L i n, zatem zależność między R_L i L ma postać $R_L = x \cdot L$. Jak w odpowiednim wzorze na reaktancję pojemnościową, tak i tu współczynnik x ma wartość $2\pi f$, tak że możemy napisać

$$R_L = 2\pi f \cdot L.$$

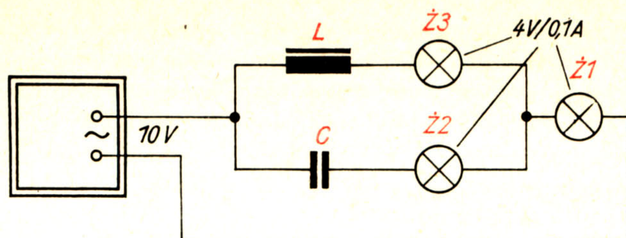
Dławik o 600 zwojach musi zatem mieć indukcyjność

$$L = \frac{R_L}{2\pi f} = \frac{341\ \Omega}{2\pi \cdot 50\ s^{-1}} = 1{,}08\ H.$$

Na koniec należałoby zwrócić uwagę na małą nieścisłość. Impedancja przy prądzie zmiennym dławika lub kondensatora nie jest równa ściśle ani reaktancji indukcyjnej, ani pojemnościowej. Dlatego elektryk prócz *impedancji* $= \frac{U\sim}{I\sim}$ odróżnia rezystancję $= \frac{U-}{I-}$ oraz indukcyjną lub pojemnościową reaktancję $R_L = 2\pi f \cdot L$ lub $R_C = \frac{1}{2\pi f C}$. „Czyste" reaktancje nie istnieją; każdy dławik ma zawsze jakąś rezystancję – w naszym przypadku wynosi ona 9,4 Ω –, a żaden dielektryk stosowany w kondensatorze nie jest idealnym izolatorem. Dlatego opory pozorne, czyli impedancje dławika i kondensatora trzeba sobie wyobrażać, tak jak na rys. 45. W dalszych rozważaniach początkowo to pominiemy, ale później jeszcze wrócimy do tego.

Osobliwe układy impedancji w obwodzie prądu zmiennego

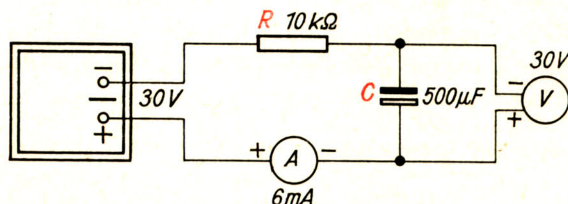
W szeregu prób zajmiemy się teraz szczególnym zachowaniem się układów impedancji w obwodzie prądu zmiennego. Zapoznamy się przy tym z działaniem układu rezonansowego. Najpierw montujemy układ doświadczalny według rys. 46. Wykorzystamy część dławika doświadczalnego L:150 zwojów. Kondensator C ma pojemność 1 μF. Przy napięciu zmiennym 10 V świecą się żarówki Ż1 i Ż3, żarówka Ż2 nie świeci się. Wnioskujemy stąd: R_C musi być znacznie większa od R_L; prawie cały prąd płynie przez dławik.



Rys. 46
Dławik i kondensator w obwodzie prądu zmiennego

W następnym doświadczeniu zastosujemy wszystkie 600 zwojów dławika i podniesiemy napięcie do 30 V. Teraz świeci się jasno Ż3, Ż1 słabo, a Ż2 wcale się nie świeci, podobnie jak poprzednio. Reaktancja indukcyjna wzrosła, ale ciągle jest mniejsza od pojemnościowej. I teraz, jak przedtem, niemal cały prąd płynie przez dławik. Ale czemu Ż1 świeci się słabiej niż Ż3? Prąd sumaryczny musi być zatem mniejszy od prądu płynącego przez dławik. Wiemy, że w obwodzie prądu stałego przy równoległym połączeniu rezystancji suma prądów w gałęziach równa się prądowi całkowitemu. Czyżby prawo to nie miało ogólnego znaczenia? Zbliżamy do siebie wartości obu reaktancji podnosząc pojemność kondensatora do 10 μF. Reaktancja indukcyjna wynosi, jak pamiętamy 341 Ω, pojemnościowa 318 Ω. Ż2 i Ż3 świecą się obecnie jednakowo jasno, Ż1 gaśnie. Prądy częściowe I_L i I_C są większe od prądu sumarycznego.
Dokładny pomiar prądu potwierdzi ten fakt. Zamiast żaróweczek włączamy w obwód trzy amperomierze i zmierzymy wartości następujące:

$I_C = 95$ mA; $I_L = 95$ mA; $I_{wyp.} = 20$ mA.

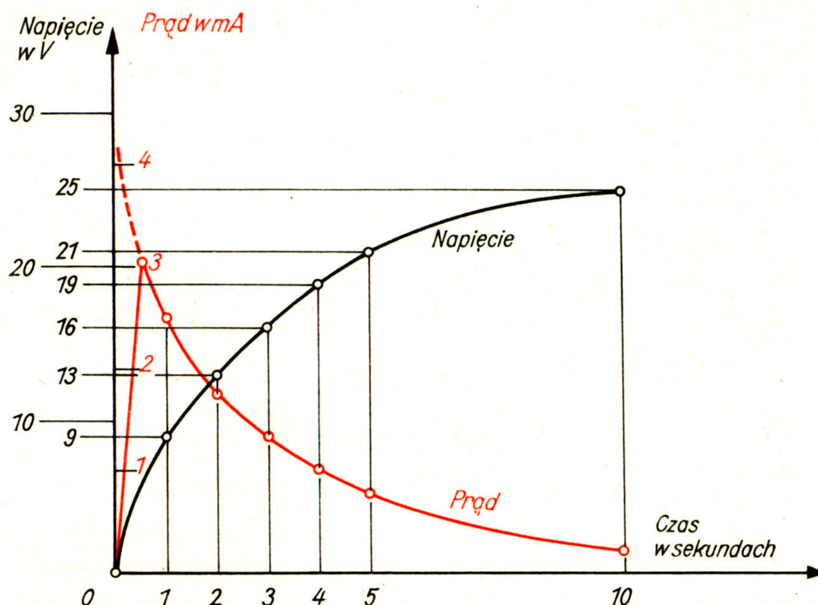


Rys. 47
Ładujemy kondensator

Dlaczego w równoległym układzie reaktancji przy prądzie zmiennym prąd wypadkowy jest mniejszy od prądów składowych? Wyjaśni nam to doświadczenie. Zgodnie z rys. 47 łączymy szeregowo kondensator o pojemności 500 μF z rezystorem 10 kΩ i przykładamy napięcie stałe. Najpierw mierzymy napięcie ładowania kondensatora po jednej, dwu, trzech, czterech, pięciu i dziesięciu sekundach. Przed każdym kolejnym pomiarem rozładowujemy kondensator przy odłączonym zasilaczu przez rezystor około 1 kΩ. Wartości napięcia zmierzone w podanych okresach przenosimy na wykres według rys. 48, łączymy otrzymane punkty i otrzymujemy krzywą napięcia ładowania kondensatora. Następnie mierzymy w ten sam sposób prąd ładowania. Wskazówka amperomierza podnosi się szybko, a następnie wolno opada. Również i te punkty przenosimy na wykres i otrzymujemy fragment krzywej prądu ładowania kondensatora. Najpierw płynie maksymalny prąd ładowania kondensatora, którego jednak przyrząd pomiarowy

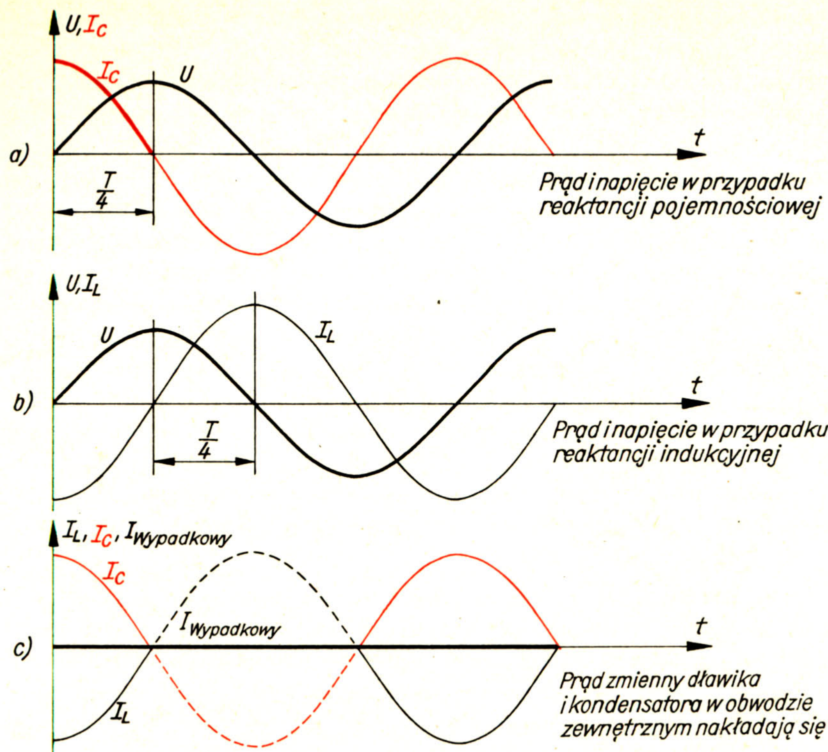
nie jest w stanie wskazać z powodu swej bezwładności. Stwierdzamy, że przy załączaniu napięcie na kondensatorze równe jest zeru, natomiast prąd ma wartość maksymalną, a po pewnym czasie napięcie osiąga maksimum, podczas gdy prąd spada do zera.

Rys. 48
Przebieg prądu i napięcia przy ładowaniu kondensatora



Napięcie zmienne – w uproszczeniu – możemy traktować jako systematycznie powtarzające się przełączenia. Występują zatem przebiegi przedstawione na rys. 49a. Prąd osiąga swe maksimum o ćwierć okresu przed napięciem, wyprzedza napięcie o $\frac{T}{4}$. Zjawisko to nazywamy *przesunięciem fazowym* między prądem i napięciem. Podobnie jak przy reaktancji pojemnościowej, tak i przy reaktancji indukcyjnej występuje przesunięcie fazowe. Tu jednak napięcie wyprzedza prąd o $\frac{T}{4}$ (por. rys. 49b). Jeśli dławik i kondensator włączone są na to samo napięcie zmienne, jak to ma miejsce w przypadku układu równoległego, to przesunięcie fazowe między prądem dławika I_L, a prądem kondensatora I_C wynosi pół okresu. Prądy w obu gałęziach płyną w przeciwnych kierunkach, wskutek czego prąd wypadkowy jest mniejszy od każdego z prądów składowych. Jeśli obie reaktancje są tej samej wielkości, to prąd wypadkowy musi być równy zeru (patrz rys. 49c). W rozpatrywanym przez nas układzie równoległym wynosi on jednak jeszcze około 20 mA. Wynika to z rezystancji dławika i lampek lub amperomierzy.

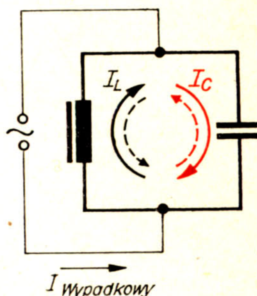
Gdy potraktujemy ten równoległy układ L i C jako odrębny obwód prądowy, to rozróżnianie obu jednakowych prądów składowych I_L i I_C będzie zbędne. Prąd płynący przez obie reaktancje jest nowym rodzajem



Rys. 49
Przesunięcie fazowe między prądem a napięciem

prądu zmiennego. Jest to *drganie elektryczne* (patrz rys. 50). Dlatego układ ten nazywamy *obwodem drgającym*. Ma on zupełnie określoną częstotliwość własną drgań. Zależy ona od wartości L i C. Mianowicie z $R_L = R_C$, czyli

$$2\,\pi\,f \cdot L = \frac{1}{2\,\pi\,f \cdot C} \text{ wynika } f^2 = \frac{1}{4\,\pi^2 \cdot L \cdot C} \text{ oraz } f = \frac{1}{2\,\pi\sqrt{L\,C}}.$$



Rys. 50
I_L równe I_C równe prądowi obwodu rezonansowego

Indukcyjność i pojemność określają częstotliwość własną obwodu drgającego. W naszym przykładzie wynosi ona

$$f = \frac{1}{2\,\pi\sqrt{1\text{ H}\cdot 10\,\mu\text{F}}} = \frac{1}{2\,\pi\sqrt{1\,\frac{\text{A}\cdot\text{s}}{\text{V}}\cdot 10\cdot 10^{-6}\,\frac{\text{V}\cdot\text{s}}{\text{A}}}} =$$

$$= \frac{1}{2\,\pi\sqrt{10\cdot 10^{-3}\text{ s}}} = \frac{500}{\pi\sqrt{10}}\text{ s}^{-1} = 50{,}2\text{ Hz}.$$

Częstotliwość własna jest prawie równa częstotliwości sieci, która stale pobudza obwód drgający. Tę zgodność częstotliwości pobudzającej i częstotliwości własnej nazywamy *rezonansem*. Od tej nazwy pochodzi powszechnie stosowane określenie *obwód rezonansowy* zamiast *obwód drgający* i odpowiednio *częstotliwość rezonansowa obwodu*. W tym przypadku prąd obwodu drgającego osiąga maksimum; szybko się zmniejszy, gdy częstotliwość pobudzająca zacznie się różnić od częstotliwości własnej obwodu,

czyli częstotliwości rezonansowej. Na rys. 51 podano krzywą rezonansu obwodu drgającego.

Na tej podstawie pracuje również obwód drgający naszego odbiornika diodowego według rys. 16. Tu w „obwodzie zewnętrznym" antena-ziemia nie płynie tylko jeden prąd zmienny: jest ich bardzo wiele, o różnych częstotliwościach, odpowiednio do drgań stacji nadawczych. Ale tylko jedna stacja jest w stanie pobudzić obwód drgający do maksymalnych drgań, ta mianowicie, której częstotliwość zgodna jest z częstotliwością własną obwodu drgającego: tę stację odbieramy.

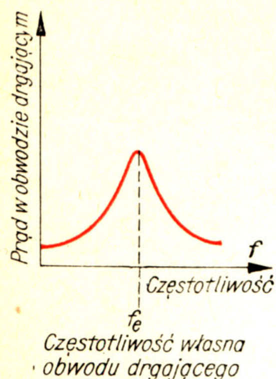
Ponieważ możemy zwiększać i zmniejszać pojemność kondensatora zmiennego (strojeniowego), jesteśmy w stanie doprowadzić do rezonansu częstotliwość własną obwodu odbiornika diodowego, to znaczy *dostroić* go do każdej stacji nadającej na falach średnich.

Częstotliwości stacji radiowych leżą znacznie powyżej częstotliwości sieci 50 Hz. Przyjmijmy, że nasz zmienny kondensator strojeniowy ma akurat pojemność 200 pF. Ponieważ dławik na pręcie ferrytowym ma indukcyjność 0,204 mH, moglibyśmy odbierać stację o częstotliwości

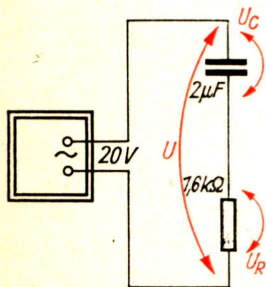
$$f = \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{0{,}204 \cdot 10^{-3}\,\mathrm{H} \cdot 200 \cdot 10^{-12}\,\mathrm{F}}} = \frac{10^7}{2\,\pi\,\sqrt{4{,}08}}\,\mathrm{s}^{-1} = 788 \cdot 10^3\,\mathrm{Hz} =$$

788 kHz. Jeśli rzucimy okiem na skalę odbiornika radiowego, stwierdzimy, że stację taką można znaleźć mniej więcej w środku zakresu fal średnich.

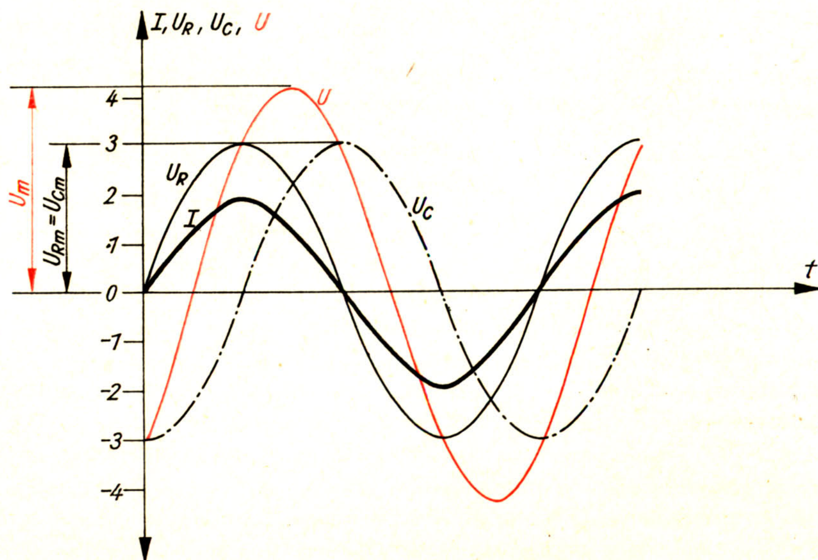
Zbadajmy jeszcze jeden szczególny przypadek układu szeregowego. Tworzymy układ doświadczalny według rys. 52. Interesuje nas tu związek między napięciem przyłożonym a spadkami napięcia. Pojemność kondensatora wynosi 2 μF, zatem przy 50 Hz jego reaktancja pojemnościowa wynosi 1,61 kΩ. Taka sama w przybliżeniu powinna być wartość rezystancji.



Rys. 51
Krzywa rezonansowa



Rys. 52
Rezystor i kondensator włączone w obwód prądu zmiennego



Rys. 53
Napięcia składowe i napięcie całkowite w układzie szeregowym rezystancji z reaktancją

W tym celu łączymy równolegle dwa rezystory warstwowe, każdy o rezystancji 3,3 kΩ. Najpierw mierzymy przyłożone napięcie zmienne i odczytujemy na przykład 20 V. Następnie mierzymy napięcie na rezystorze, wreszcie napięcie na kondensatorze. W obu przypadkach woltomierz wskazuje 14 V, a nie 10 V, jak może oczekiwaliśmy. Przyczyną tego jest podobnie jak w przypadku równoległego układu rezystancji i reaktancji, przesunięcie fazowe między prądem i napięciem. Rozpatrzmy w tym celu rys. 53. Gruba linia przedstawia przebieg w czasie prądu zmiennego, płynącego przez rezystancję i reaktancję. Prąd I i napięcie U_R na rezystancji są w fazie, na reaktancji pojemnościowej prąd I wyprzedza napięcie U_C o $\frac{T}{4}$. Jeśli w poszczególnych punktach będziemy dodawali oba napięcia składowe, to otrzymamy czerwono zaznaczoną krzywą napięcia całkowitego U. Stosunek wartości maksymalnych $\frac{U_m}{U_{Cm}}$ lub $\frac{U_m}{U_{Rm}} = \frac{4 \cdot 2}{3} = 1{,}4$, co odpowiada ściśle stosunkowi wartości zmierzonych $\frac{20\ V}{14\ V} = 1{,}43$. Dokładna wartość tego stosunku wynosi $\sqrt{2}$.

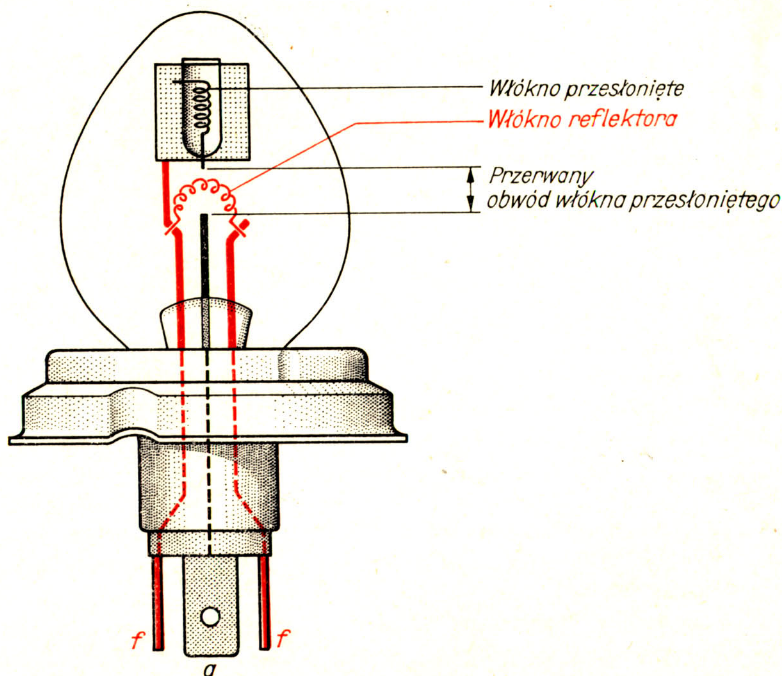
Stwierdzamy: Jeśli rezystancję połączymy szeregowo z taką samą reaktancją, to na każdej spadek napięcia zmiennego stanowi $\frac{1}{\sqrt{2}} \cong 0{,}7$ napięcia całkowitego. W następnym rozdziale wrócimy do tej prawidłowości.

5. Doświadczenia z lampami elektronowymi

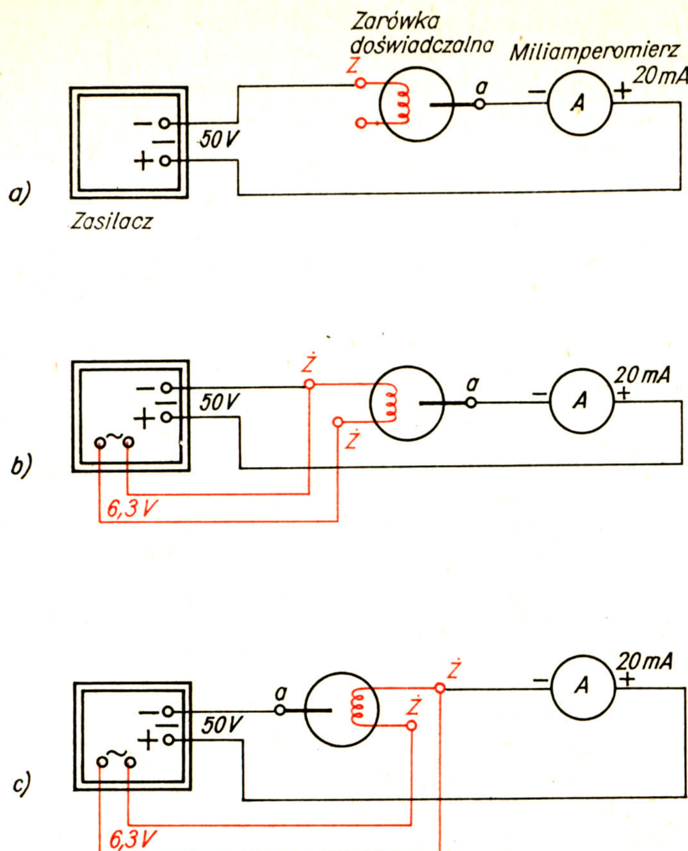
Podstawy fizyczne techniki radiowej i telewizyjnej były już znane, zanim wprowadzono lampy elektronowe. Jednak dopiero one umożliwiły dzisiejszy szeroki rozwój telekomunikacji. Przeprowadzimy szereg doświadczeń, które nas zaznajomią z właściwościami lamp elektronowych.

Uszkodzona żarówka z dwoma włóknami jako zawór elektryczny

W celu przeprowadzenia naszych pierwszych doświadczeń zaopatrzymy się w uszkodzoną żarówkę samochodową, w której włókno światła krótkiego jest przepalone (por. rys. 54). Lampy takie mają dwie oddzielne skrętki,



Rys. 54
Uszkodzona żarówka z dwoma włóknami służy nam jako lampa elektronowa

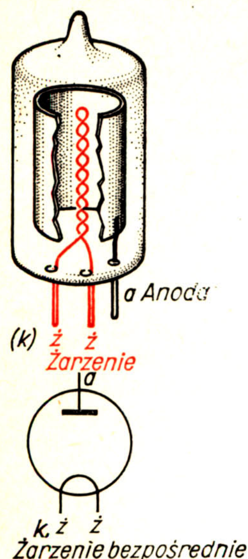


Rys. 55
Doświadczenia z żarówką z poprzedniego rysunku:
a) obwód wewnątrz lampy jest przerwany i prąd nie płynie;
b) kiedy zapali się długie światło, miernik wskazuje przepływ prądu;
c) jeśli przyłożymy potencjał dodatni do żarzącej się elektrody, prąd nie płynie

jedną dla światła długiego, drugą dla światła przesłoniętego (krótkiego) i stosowane są w reflektorach pojazdów mechanicznych. Włączamy ją według rys. 55a szeregowo z amperomierzem w obwód naszego zasilacza. Prąd nie płynie. Nie dziwi nas to, ponieważ wewnątrz lampy obwód jest przerwany. W następnym doświadczeniu przepuścimy prąd przez włókno światła długiego. Przykładamy do niego napięcie zmienne 6,3 V. Chociaż, jak przedtem, tor prądowy wewnątrz lampy jest przerwany, nasz amperomierz wskazuje przepływ prądu o natężeniu 0,015 A, a więc 15 mA. Jak to jest możliwe?

Do tej pory nie zawracaliśmy sobie głowy istotą prądu elektrycznego; te zaniedbania trzeba teraz szybko nadrobić. Przyjrzyjmy się włóknu długiego światła. Składa się ono z metalowego drutu zwiniętego w postaci skrętki. Najmniejszymi cząstkami metalu są atomy. Spróbujmy sobie wyobrazić te niewidoczne cząstki. Jako model mogą posłużyć nam słońce i planety. Podobnie jak planety krążą dookoła nieruchomej gwiazdy, tak w atomie *elektrony* krążą dookoła *jądra atomu*. Masa elektronu jest w porównaniu z masą jądra tak mała, że można ją pominąć. W strukturze atomowej metalu nie wszystkie elektrony związane są z określonymi atomami. Te elektrony nie związane poruszają się swobodnie i dlatego nazywane są *elektronami swobodnymi*. W większości metali prawie każdy atom emituje

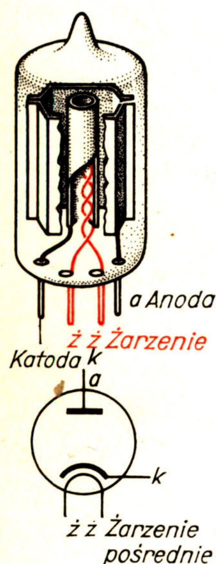
jeden elektron swobodny. Jeśli do metalu doprowadzimy energię, na przykład w postaci ciepła, elektrony swobodne są w stanie opuścić powierzchnię metalu. Proces ten nazywany jest *emisją elektronów*.



W ostatnim doświadczeniu miernik wskazał przepływ prądu. Elektrony wydobywające się z żarzącego się włókna *ż* musiały popłynąć do włókna światła przesłoniętego *a*. Jest ono połączone z biegunem dodatnim źródła napięcia, możemy zatem wyciągnąć wniosek, że elektrony są naładowane ujemnie. Aby sprawdzić to założenie, w następnym doświadczeniu zamieniamy zaciski przy lampie (por. rys. 55c). Obecnie wskazówka naszego miernika nie porusza się. Prąd nie płynie. Elektrony nie są przyciągane przez ujemną elektrodę *a*. Nasze przypuszczenie się potwierdziło: elektrony są nośnikami ładunku ujemnego. Mogą one poruszać się zarówno wewnątrz metalowych przewodów, jak i w próżni pod wpływem napięcia zewnętrznego.

Wróćmy jeszcze raz na krótko do naszego modelu atomu. Wiemy, że metale nie są naładowane ani dodatnio, ani ujemnie. Skoro jednak określone ich składniki, elektrony, są nośnikami ładunków ujemnych, to w atomie musi występować równie dużo nośników ładunków dodatnich. Nazywają się one *protonami* i stanowią jądro atomu.

Do tej chwili przyjmowaliśmy, że prąd płynie w obwodzie od bieguna dodatniego do ujemnego. Z naszych doświadczeń i przedstawionych wyjaśnień dotyczących budowy atomu musimy jednak wyciągnąć wniosek, że nośniki elektryczności, elektrony swobodne, mogą się poza źródłem napięcia poruszać w obwodzie tylko od bieguna ujemnego do dodatniego. Trzeba to omówić dokładniej.



W latach powstawania elektrotechniki, kiedy umownie przyjęto kierunek przepływu prądu, nie wiedziano jeszcze nic o ruchu elektronów. Umówiono się, że prąd płynie od bieguna dodatniego do ujemnego. Gdy później istota elektryczności została dokładniej zbadana i odkryto elektron, trzeba było dokonać poprawki. Sprzeczność między *kierunkiem przepływu elektronów* i wcześniej ustalonym „technicznym" kierunkiem prądu elektrycznego prowadziła już nieraz do nieporozumień. Chodzi o to, że aby wyjaśnić zjawiska zachodzące w takich elementach, jak lampy elektronowe, diody czy tranzystory, trzeba uwzględnić istnienie elektronów i kierunek ich przepływu. Wiele reguł w elektrotechnice, jak na przykład „reguła prawej ręki" albo „reguła trzech palców", odnosi się mimo to do „technicznego" kierunku prądu. Aby w tej książce wykluczyć takie nieporozumienia, trzeba wyeliminować tę sprzeczność. Ścisła i zgodna z praktyką *definicja* nie jest trudna. *Prąd elektryczny płynie w obwodzie przyłączonym do źródła napięcia od bieguna ujemnego do dodatniego.* W ten sposób kierunki przepływu prądu i elektronów zgadzają się z sobą; rozróżnianie ich nie jest już potrzebne. Jeśli w przyszłości mówić się będzie ogólnie o prądzie, przypomnimy sobie naszą definicję; prąd płynie od bieguna ujemnego do dodatniego.



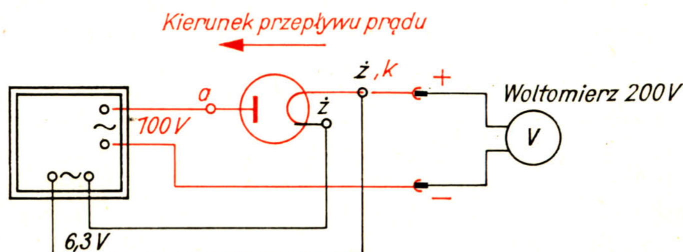
Rys. 56
Budowa i oznaczenie graficzne diod

Poprzez nasze pierwsze doświadczenie znaleźliśmy się na tropie istoty elektryczności; zaczynamy również poznawać istotę lampy elektronowej. Składa się ona w najprostszym przypadku z bańki próżniowej szklanej lub metalowej, w którą wtopione są włókno żarzenia *żż* i metaliczna elek-

troda *a*. Będziemy ją w przyszłości nazywali *anodą*. W lampach spotykanych w technice ma ona kształt walca lub wieloboku i otacza włókno żarzenia. Ten typ, który imituje nasza żarówka reflektorowa, nazywamy lampą z żarzeniem bezpośrednim, ponieważ włókno żarzenia stanowi jednocześnie *katodę k*.

W celu oddzielenia obwodu żarzenia od obwodu prądu anodowego, produkuje się lampy z żarzeniem pośrednim. Tutaj biegun ujemny doprowadza się do katody – rurki otaczającej włókno żarzenia.

Na rys. 56 przedstawiono zasady budowy i odpowiednie oznaczenia graficzne. Często na schematach sprawa żarzenia nie jest ważna, wówczas stosujemy uproszczony symbol, w którym pomija się włókno żarzenia. Ponieważ najprostsza lampa elektronowa ma dwie elektrody, nazywamy ją też diodą. Wiemy już także, do czego jest stosowana. Jeśli do katody przyłożymy napięcie ujemne w stosunku do anody, przepuszcza ona prąd; jeśli na katodzie jest napięcie dodatnie, przepływ prądu jest przerwany. Jest to właściwość charakterystyczna dla prostownika. Teraz zrozumiemy, dlaczego również prostowniki półprzewodnikowe nazywane są diodami. Prąd płynący od katody do anody nazywamy *prądem anodowym* I_a; napięcie między anodą i katodą – nazywamy *napięciem anodowym* U_a. W następnym doświadczeniu użyjemy naszej diody jako prostownika. Zgodnie z rys. 23b wykonujemy schemat układu prostowania jednopołówko-

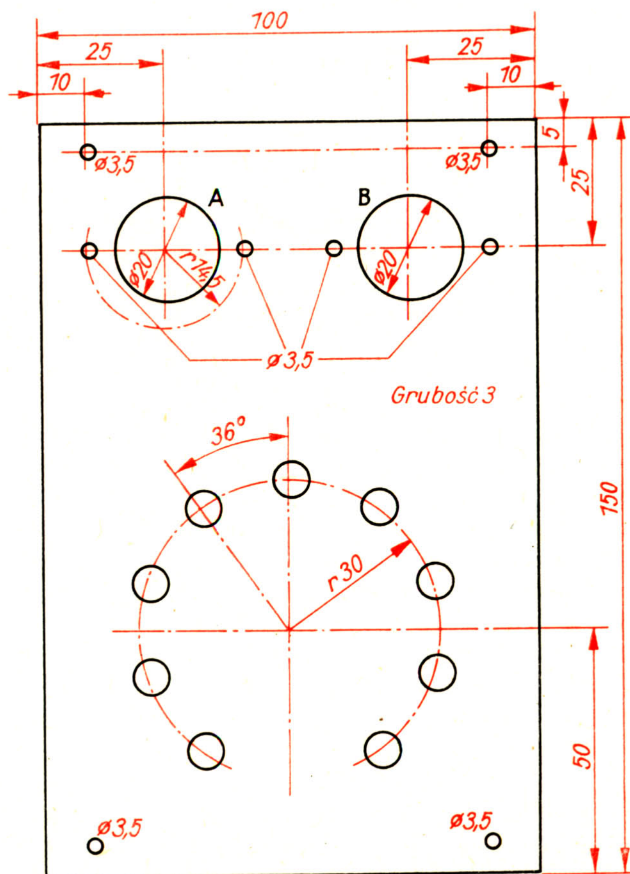


Rys. 57
żarówka doświadczalna jako prostownik

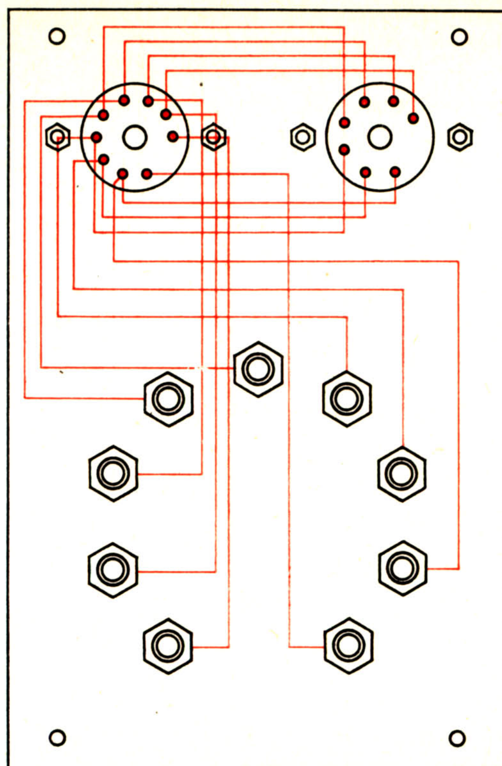
wego. Na woltomierzu odczytujemy napięcie stałe około 50 V. Aby się przekonać, że rzeczywiście wyprostowaliśmy prąd zmienny, zamieńmy raz – ale tylko przy największym zakresie pomiarowym i tylko na krótką chwilę – końcówki woltomierza (przyrząd uniwersalny do tego się nie nadaje). Zauważymy, że wskazówka chce się wychylić w niewłaściwym kierunku. Ale w przyszłości zaniechamy tej metody wykrywania napięcia stałego w dobrze pojętym interesie całości naszych przyrządów pomiarowych. Po prawidłowym włączeniu miernika w obwód, zgodnie z rys. 23d, włączamy również kondensator wygładzający 1—2 μF/250 V. W naszym układzie jest on włączony równolegle z woltomierzem, który obecnie wskazuje okrągło 100 V.

Zdejmujemy charakterystyki lamp

Drugą serię doświadczeń przeprowadzimy z lampami elektronowymi produkcji przemysłowej. Aby i później mieć możliwość sprawdzania lamp, zrobimy sobie pulpit probierczy. Z płyty izolacyjnej o grubości 3 mm wycinamy płytkę o wymiarach 100 mm × 150 mm. Rozmieszczanie otworów podano na rys. 58. W otwór A wkładamy podstawkę siedmionóżkową (miniaturową), w B – dziewięcionóżkową (novalową). Każda z nich zostanie przykręcona dwoma wkrętami i nakrętkami M3. Dziewięć otworów 6 mm przeznaczonych jest na gniazda radiowe. Według rys. 59 wkładamy przewody w taki sposób, aby układ gniazd radiowych stanowił wierne odwzorowanie układu cokołów. Wreszcie wzdłuż krótszych boków pulpitu przykręcamy dwoma wkrętami do drewna dwie listewki drewniane długości 100 mm, 10 mm grubości i około 20 mm szerokości.
Aby przez omyłkę nie załączyć lampy nieprawidłowo, wykonamy pasujące do pulpitu schematy cokołów lamp. W tabl. 10 (str. 348) zestawiono najważniejsze z nich. Schematy wykonujemy starannie tuszem na papierze kreślarskim o wymiarach 100 mm × 100 mm. W miejscu, gdzie na pul-



Rys. 58
Rozmieszczenie otworów na desce montażowej pulpitu probierczego do badania lamp



Rys. 59
Układ połączeń pulpitu probierczego do badania lamp

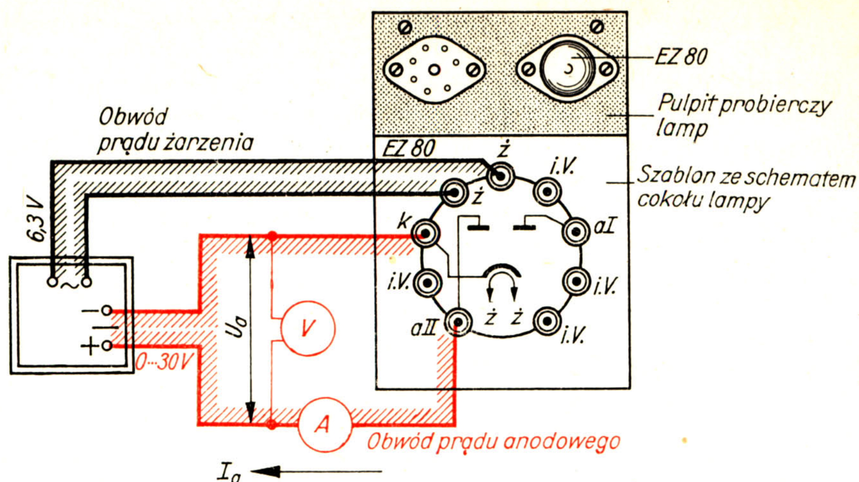
picie znajdują się gniazda, wycinamy w szablonie okrągłe otwory. Dalsze szczegóły wykonamy według rysunku 61. Schematy cokołów przechowujemy uporządkowane w małym pudełku w rodzaju kartoteki. Oddadzą nam one cenne usługi również w przyszłości przy montażu układów.

Najpierw zbadamy zależność między prądem anodowym, płynącym przez lampę, a przyłożonym napięciem anodowym; otrzymywane współrzędne przenosić będziemy na wykres. Jako diodę zastosujemy na przykład lampę prostowniczą dwupołówkową EZ 80.

Oczywiście do wykonania tego doświadczenia nadaje się również każda inna dioda. Doświadczenie wykonamy zgodnie ze schematem na rys. 60. Wskutek żarzenia pośredniego obwód żarzenia i obwód prądu anodowego są od siebie oddzielone galwanicznie. Napięciem żarzenia jest tu 6,3 V prądu zmiennego, a jako napięcia anodowego użyjemy wyprostowanego niskiego napięcia z samego zasilacza. Rozwiązanie takiego układu doświadczalnego podano na rys. 61.

Po krótkim czasie nagrzewania katody amperomierz wskaże 10 mA przy napięciu anodowym 6,5 V. Przy 12,5 V napięcia anodowego odczytamy prąd anodowy 28 mA, przy 19 V—50 mA, a przy 26 V—80 mA. Odpowiadające sobie wartości nanosimy na wykres według rys. 62. Ostatnie punkty leżą na prostej; dla mniejszych wartości nasza charakterystyka prądowo-napięciowa zakrzywia się (co prawda zdjęliśmy tylko jej część). Gdyby dalej podnosić napięcie anodowe – brak nam jednak odpowiedniego źródła napięcia – krzywa przebiegałaby znów bardziej płasko, weszlibyśmy

Rys. 60
Układ do zdejmowania charakterystyk diod



Rys. 61
Rozwiązanie układu doświadczalnego do zdejmowania charakterystyki

Wielozakresowy miernik magnetoelektryczny własnej roboty, jako woltomierz

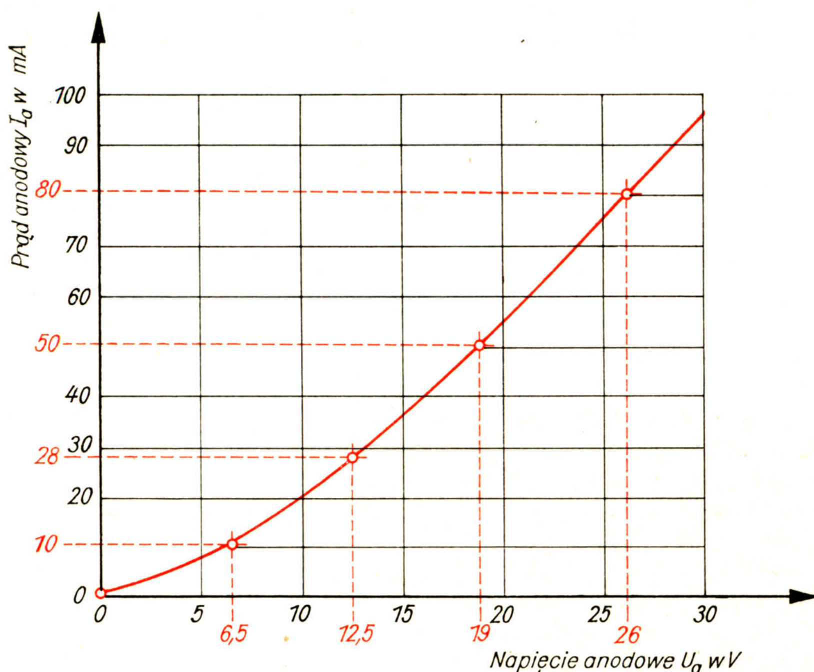
Przyrząd uniwersalny jako amperomierz

Szablon

Pulpit probierczy

Lampa elektronowa

w obszar nasycenia. Osiągnęlibyśmy kres możliwości wysyłania elektronów lub, jak mówią technicy, osiągnęlibyśmy maksymalną zdolność emisyjną katody. W miarę wzrostu napięcia prąd anodowy przestałby wzrastać. Później dowiemy się, jak przebiega charakterystyka przy napięciu anodowym ujemnym. Napięcie anodowe ujemne oznacza, że do anody przyłożono ujemny, a do katody dodatni biegun źródła napięcia. Jak już jednak wiemy (por. rys. 55a), z zimnej anody elektrony nie mogą się wyrwać; nie płynie zatem żaden prąd anodowy. Pełna charakterystyka diody przebiega więc tak, jak pokazano na rys. 63.

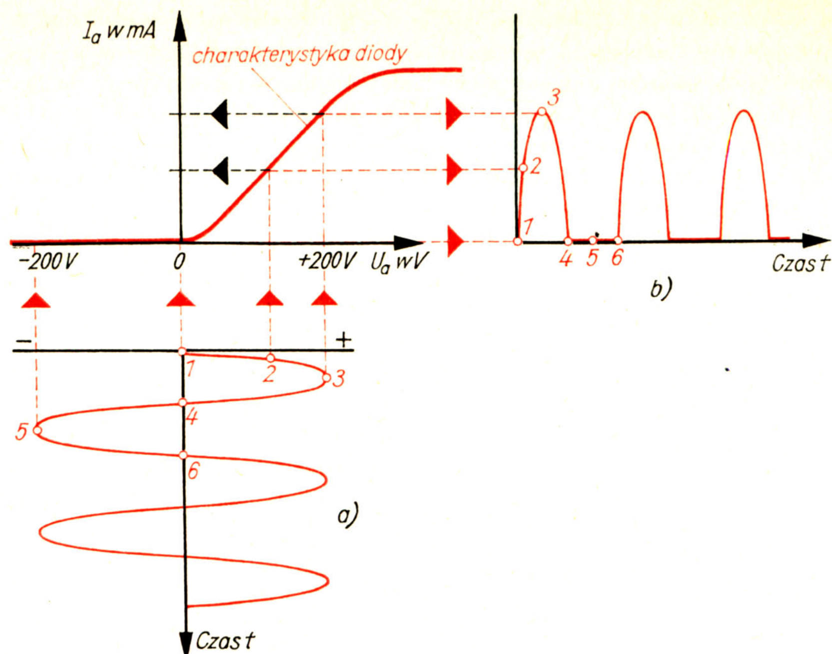


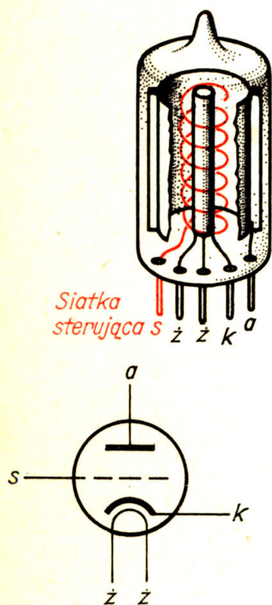
Rys. 62
Charakterystyka prądowo-napięciowa diody EZ-80

Charakterystyka posłuży nam tu do wyjaśnienia istoty prostowania. Samo zjawisko już znamy. Na wykresie (rys. 63a) napięcia w funkcji czasu wprowadzono napięcie zmienne. Rośnie ono przy dodatkowej biegunowości i powoduje wzrost prądu anodowego (patrz wykres b, punkty 1, 2 i 3). Następnie napięcie spada znów do zera. Prąd anodowy zachowuje się podobnie. W ciągu trwania napięcia ujemnego prąd nie płynie (punkty 4, 5 i 6), po czym zjawisko powtarza się od nowa. Musimy sobie dobrze zapamiętać ten sposób wyjaśniania sprawy; takie lub podobne rozważania będziemy jeszcze przeprowadzali w przyszłości.

Lampy elektronowe używane są nie tylko do prostowania, ale także do generacji drgań elektrycznych i wzmacniania napięć zmiennych o różnych częstotliwościach. W tym celu muszą one jednak mieć co najmniej jeszcze trzecią elektrodę. Lampy elektronowe z trzema elektrodami nazywamy *triodami*. Trzecią elektrodą jest drut w postaci skrętki umieszczony w przestrzeni między anodą i katodą. Nazywamy go *siatką sterującą* (porównaj

Rys. 63
Działanie diody



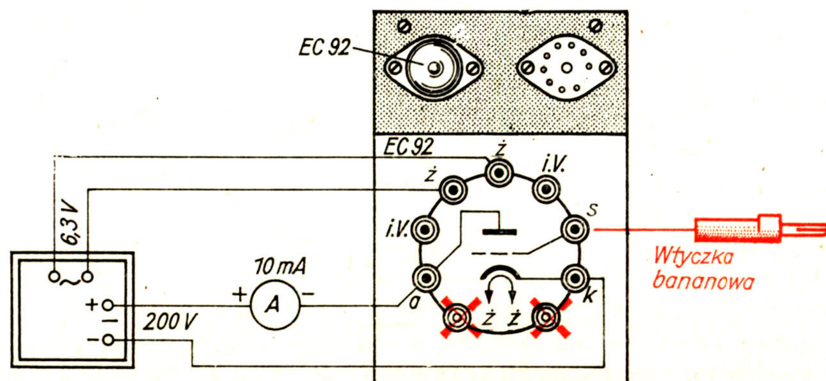


Rys. 64
Budowa i schemat triody

rys. 64). Następne doświadczenie wykonujemy według rys. 65. Jako triody użyjemy lampę EC 92. Jest ona miniaturową lampą siedmionóżkową, zatem dwa doprowadzenia na pulpicie pozostają nie wykorzystane. W gniazdo siatki wkładamy krótki odcinek przewodu i drugi jego koniec pozostawiamy na naszym stole. Amperomierz wskazuje przy napięciu anodowym 200 V prąd około 2 mA. Teraz dotykamy ręką do wtyczki przewodu siatkowego. Tutaj wyjątkowo można tak postąpić; z innymi przewodami trzeba jednak zawsze być ostrożnym. W chwili dotykania do wtyczki możemy zaobserwować zanik prądu anodowego. Ładunki przedostające się z zewnątrz na siatkę umożliwiają więc przepływ prądu anodowego.

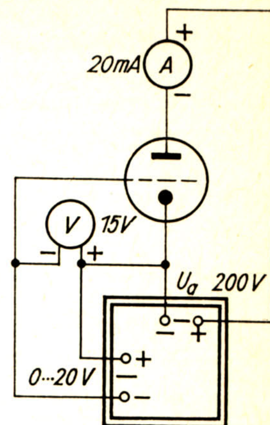
W kolejnym doświadczeniu zbadamy zależność prądu anodowego od napięcia siatkowego. Narysujemy charakterystykę siatkową triody.

Rys. 65
Ładunek na siatce wpływa na prąd anodowy

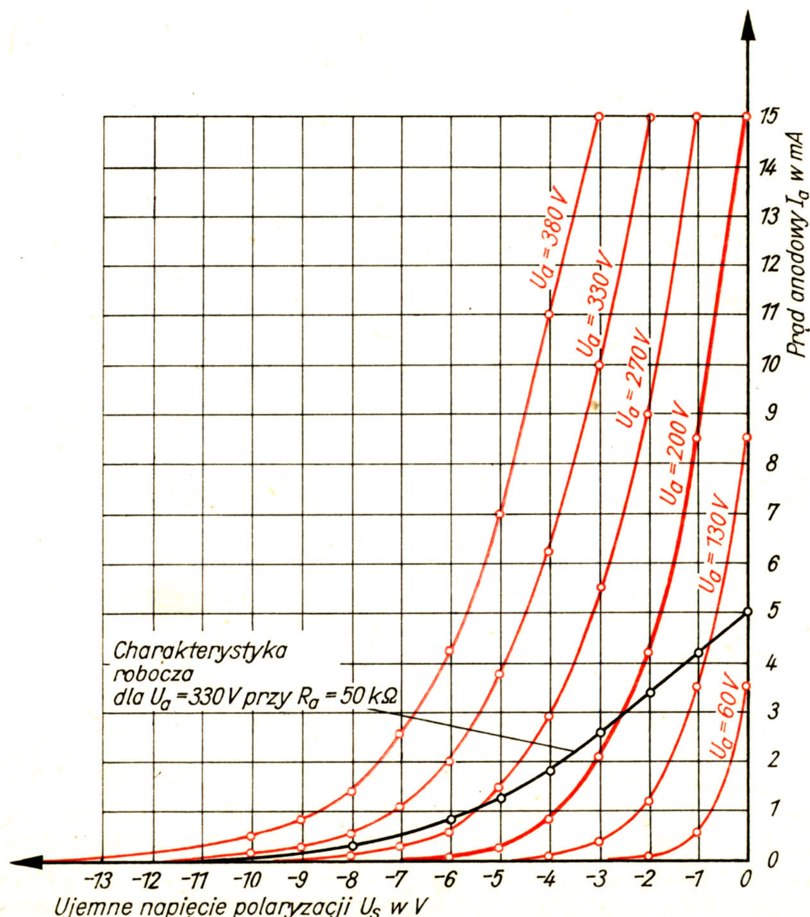


Wykonujemy układ połączeń według rys. 66. Zaniechamy stałego rysowania obwodu żarzenia, ale w rzeczywistości nie wolno nam zapomnieć o tych dwu przewodach. Jako źródła napięcia anodowego użyjemy układu średniego napięcia w naszym zasilaczu, odczep 3, a więc około 200 V. Napięcie siatkowe, ujemne w stosunku do katody, nastawiamy najpierw potencjometrem na 7 V i mierzymy prąd anodowy. Wynosi on 0,1 mA. Następnie zmniejszamy napięcie siatkowe co 1 V do zera, odczytując za każdym razem wartość natężenia prądu. Uzyskane wartości zaznaczamy na wykresie w sposób już nam znany, według rys. 67. Otrzymujemy zaznaczoną grubszą linią charakterystykę prądu anodowego w funkcji napięcia siatkowego dla napięcia anodowego 200 V. Jeśli na zakończenie doświadczenia, a więc przy prądzie anodowym 14 mA, jeszcze raz zmierzymy napięcie anodowe, to miernik wskaże tylko 180 V.

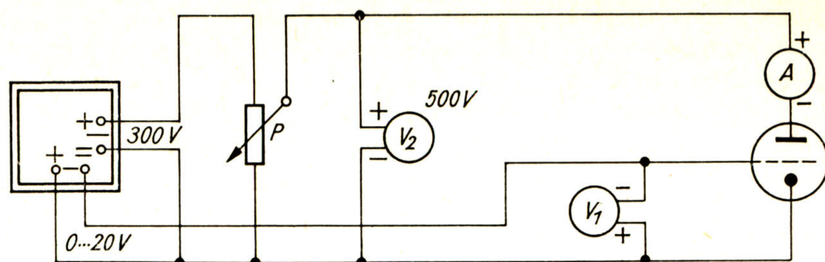
Aby móc zdjąć charakterystykę dla napięcia o stałej wartości, potrzebny byłby nam właściwie trzeci miernik i potencjometr drutowy około 10 kΩ i obciążalności co najmniej 25 W. Można w ten sposób dla każdego prądu anodowego sprowadzić napięcie anodowe ponownie do wartości początkowej. Schemat taki podano na rys. 68. Ale i bez tej subtelności nasza charak-



Rys. 66
Schemat układu do zdejmowania charakterystyki triody



Rys. 67
Charakterystyka prądu anodowego w funkcji napięcia siatkowego triody EC 92 przy różnych napięciach anodowych — oraz charakterystyka robocza tej lampy



Rys. 68
Schemat zdejmowania charakterystyki triody przy ustalonej wartości napięcia anodowego

terystyka $I_a = f(U_s)$ jest bardzo przydatna. Przyjmijmy, że między siatką i katodą jest napięcie zmienne o wartości maksymalnej równej 1 V. Chwilowa wartość napięcia siatki zmienia się zatem między —1 V, 0 i +1 V w stosunku do katody. Zmiana napięcia między 0 V i —1 V wywoła proporcjonalną (w odpowiednim stosunku) zmianę prądu anodowego. Kiedy tylko siatka staje się dodatnia w stosunku do katody, przez siatkę popłynie dodatkowy prąd. O wartość tego dodatkowego prądu zmniejszy się oczywiście składowa całkowitego prądu anodowego. Aby uniknąć występujących w ten sposób zniekształceń, musimy pracować na prostoliniowej części charakterystyki i starać się, żeby siatka nie stała się dodatnia. Dlatego polaryzujemy siatkę ustalonym napięciem wstępnym o wartości około —1 V. Następnie można już doprowadzić do obwodu siatki sterującej napięcie zmienne. Teraz zatem napięcie siatki waha się w granicach —2 V i 0 V. Przedstawia to rys. 69. Prąd anodowy lampy jest odkształcany zgodnie z przebiegiem wypadkowego napięcia siatkowego.

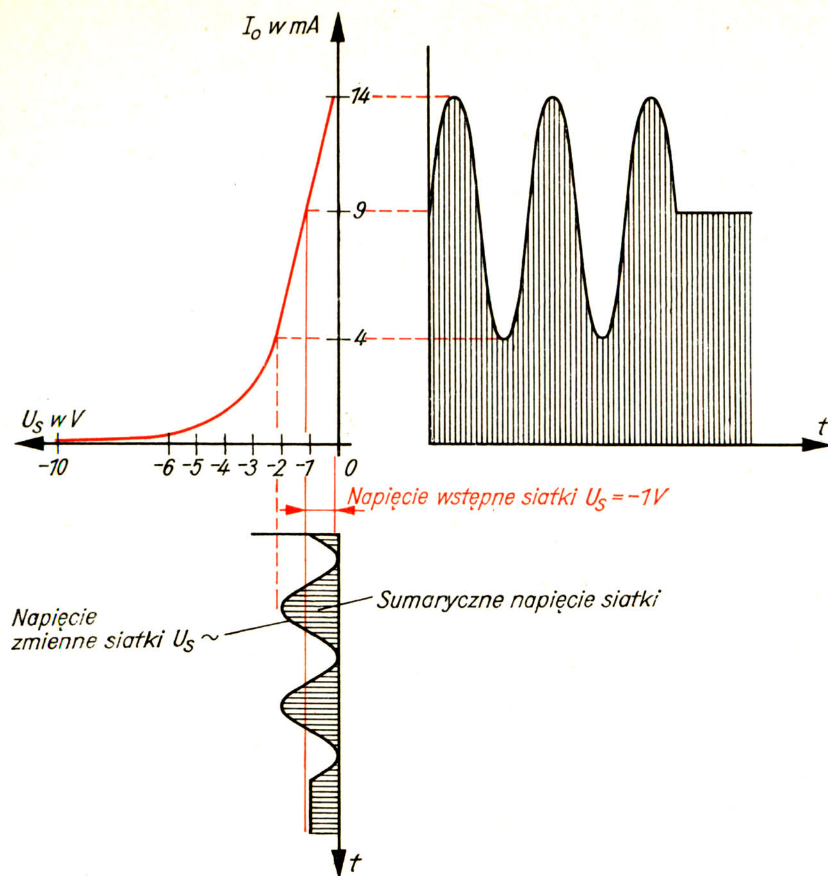
Teraz wiemy już, dlaczego trzecia elektroda nazywana jest siatką sterującą.

Sama zmiana prądu anodowego nie na wiele nam się przyda. Jeśli jednak prąd ten popłynie przez jakiś rezystor, muszą na nim wystąpić proporcjonalne spadki napięcia, które nadają się do wykorzystania. W ten sposób można wzmocnić niskie napięcie zmienne.

Na rys. 70 podany jest schemat ideowy wzmacniacza lampowego. Oddzielne źródło napięcia daje niezbędne stałe ujemne napięcie wstępne siatki U_s—, natomiast $U_s\sim$ jest napięciem wejściowym zmiennym, które ma być wzmocnione. Przepływ zmieniającego się prądu anodowego przez rezystor roboczy R_a powoduje powstawanie napięć U_{Ra} o różnej wartości.

Przy $I_a = 4$ mA spadek napięcia na rezystorze roboczym 10 kΩ wynosi 40 V, przy 14 mA —140 V. Napięcie anodowe zmniejszy się zawsze o tę wartość, ponieważ zewnętrzne napięcie zasilające (tzw. napięcie baterii) U_b nie zmienia się. Z charakterystyki diody wiemy, że w miarę zmniejszania napięcia anodowego zmniejsza się również prąd anodowy.

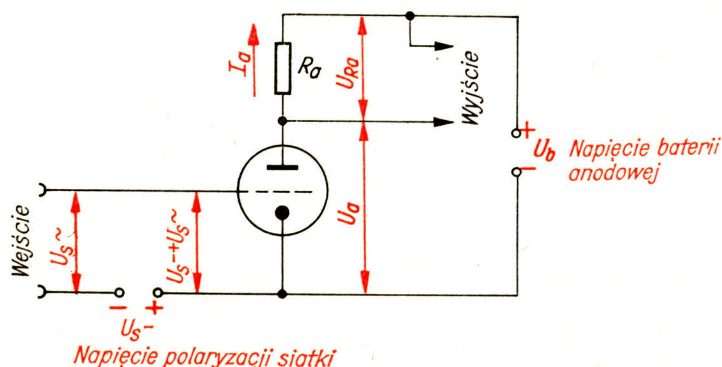
Dlatego spójrzmy jeszcze na inne napięcia anodowe na charakterystykach prądu anodowego w funkcji napięcia siatkowego. Zdejmujemy je w znany sposób, zaczynając zawsze od prądu anodowego 0 mA. Jak tylko osiągnie on 15 mA, przerywamy zdejmowanie charakterystyki. Do większych natężeń prądu lampa EC 92 nie jest konstrukcyjnie przewidziana. Zdjęte wartości przenosimy zgodnie z rys. 67 na rozpoczęty już wykres. Ponieważ krzywe te uzyskaliśmy dla samych lamp, nazywamy je charakterysty-



Rys. 69
Napięcie siatkowe steruje prądem anodowym

kami *statycznymi*; dla oceny zachowania lampy podczas pracy mogą nam one służyć tylko pośrednio. Informacje na ten temat podaje charakterystyka *dynamiczna* albo *robocza*. Zdejmujemy ją dla napięcia pracy 330 V z rezystorem roboczym 50 kΩ/1 W. Rezystor włączamy między anodę i miliamperomierz.

Uzyskane wartości przenosimy na nasz wykres i stwierdzamy, że nowa



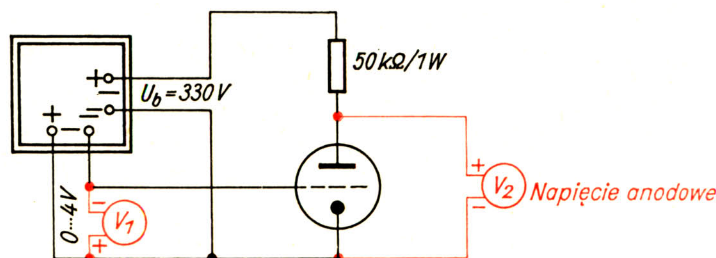
Rys. 70
Schemat ideowy wzmacniacza

krzywa jest bardziej płaska niż charakterystyki statyczne i przebiega prostoliniowo między 0 a —4 V. W tym zakresie może się zmieniać wzmacniane napięcie sterujące siatki. Dlatego ustalamy napięcie wstępne jako równe —2 V. Przy —4 V płynie prąd 1,8 mA. Spadek napięcia na R_a wynosi U_{Ra} = 50 kΩ · 1,8 mA = 90 V, napięcie anodowe odpowiednio $U_a = U_b - U_{Ra}$ = 330 V — 90 V = 240 V. Przy napięciu siatkowym 0 V prąd anodowy rośnie do 5 mA, na rezystorze roboczym spadek wynosi 250 V, a napięcie anodowe obniża się do 80 V.

Pracujemy zatem zazwyczaj w obrębie całej rodziny charakterystyk statycznych. W przykładzie naszym przyjęliśmy zakres zmian napięcia siatkowego równy 4 V. Napięcie na rezystorze roboczym waha się wobec tego między 90 a 250 V, a więc o 160 V. Daje to wzmocnienie $\frac{160\ \mathrm{V}}{4\ \mathrm{V}} = 40$.

Ale tę samą różnicę napięć możemy również uzyskać na lampie między anodą a katodą. Również i tu wynosi ona 240 V — 80 V = 160 V. Sprawdźmy to doświadczalnie.

Rys. 71
Mierzymy wzmocnienie napięciowe



Montujemy układ według rys. 71. Potencjometrem nastawiamy ujemne napięcie siatkowe —4 V. Woltomierz wskazuje napięcie anodowe 230 V (obliczyliśmy 240 V). Następnie odejmujemy napięcie siatkowe, na woltomierzu V_2 odczytujemy 70 V (obliczyliśmy 80 V). Jeśli będziemy poruszać gałką potencjometru między 0 a 4 V, to wskazówka woltomierza napięcia anodowego będzie się przesuwała od 70 do 230 V; zakres zmian wynosi 160 V. Jak już stwierdziliśmy, lampa EC 92 w naszym układzie ma współczynnik wzmocnienia $\frac{160\ \mathrm{V}}{4\ \mathrm{V}} = 40$.

W ramach tego doświadczenia będziemy dalej badali, jak wpływa na wzmocnienie zmiana obciążenia. Zmniejszamy je najpierw do 10 kΩ. Wówczas napięcie anodowe U_a = 290 V przy U_s = —4 V, a U_a = 170 V przy U_s = 0 V. Daje to wzmocnienie tylko jeszcze

$$\frac{290\ \mathrm{V} - 170\ \mathrm{V}}{4\ \mathrm{V}} = \frac{120\ \mathrm{V}}{4\ \mathrm{V}} = 30.$$

Zwiększając rezystancję do 100 kΩ odczytujemy przy U_s = —4 V napięcie anodowe U_a = 210 V, a przy U_s = 0 V napięcie U_a = 30 V. Wzmocnienie rośnie do $\frac{180\ \mathrm{V}}{4\ \mathrm{V}} = 45$. Wysokie wzmocnienie uzyskujemy więc stosując

duże obciążenie. Z ostatnich pomiarów wnioskujemy jednak również, że dalsze zwiększanie wielkości rezystora nie ma sensu, ponieważ przy mniejszym napięciu siatkowym do lampy trzeba przyłożyć jeszcze stosunkowo duże napięcie anodowe.

Działanie układu wzmacniającego

Zajmijmy się więc budową wzmacniacza! W wielu przypadkach na napięcie zmienne, które należy wzmocnić, nałożone jest napięcie stałe, które – gdyby dostało się na siatkę – zmieniłoby napięcie wstępne polaryzacji i w ten sposób przesunęło miejsce pracy. Za pomocą *kondensatora siatkowego* C_s oddzielimy od siatki to napięcie stałe, ale równocześnie niezbędne jest napięcie wstępne U_S. Dlatego konieczne jest wprowadzenie rezystora siatkowego R_s. Przez ten rezystor napięcie wstępne dostaje się ponownie na siatkę. Spadek napięcia nie występuje, ponieważ przy ujemnym napięciu wstępnym siatki, pomiędzy siatką i katodą prąd nie może płynąć. Wartość rezystora upływowego zawarta jest w granicach od 200 kΩ do 1 MΩ. W naszym schemacie ustalamy jego wartość na 500 kΩ. Na zaciskach układu szeregowego C_s R_s przyłożone jest napięcie zmienne, które ma być wzmocnione, ale na siatkę dostaje się tylko ta jego część, która stanowi spadek napięcia na R_s.
Z rozdziału 4 wiemy, że gdy R_s i R_C są sobie równe, to na każdym z nich spadek napięcia równy jest około 0,7 wartości napięcia na wejściu. Wiemy dalej, że reaktancja pojemnościowa rośnie przy częstotliwości malejącej. Częstotliwość, przy której R_C równa się R_s, oznaczamy jako dolną *częstotliwość graniczną*. Dlatego musimy dobrać taką pojemność kondensatora siatkowego, aby jego reaktancja przy prądzie zmiennym również przy najniższych częstotliwościach nie była większa od wartości rezystora siatkowego. Wiemy już coś o przydźwięku 50 Hz. Niższe częstotliwości akustyczne w radiotechnice występują bardzo rzadko. Aby jednak najniższe tony były wzmocnione tak jak wysokie, ustalamy dolną częstotliwość graniczną na 30 Hz. Kondensator siatkowy musi zatem mieć pojemność

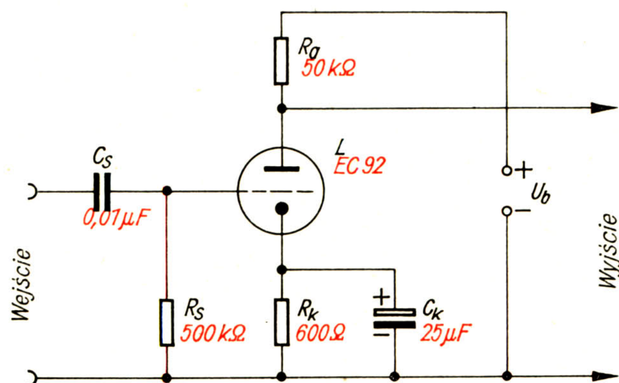
$$C_s = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R_C} = \frac{1}{2\pi \cdot 30\ s^{-1} \cdot 500\ k\Omega} = \frac{10^{-6}}{30\pi}\ F = 0{,}0106\ \mu F.$$

Na ogół kondensatory siatkowe we wzmacniaczach częstotliwości akustycznej albo małej – zwane krótko *wzmacniaczami m. cz.* – mają pojemność 0,1–0,02 μF. Moglibyśmy zabrać się już do budowy wzmacniacza, ale jedno jeszcze na rys. 70 nas niepokoi: mianowicie osobne źródło napięcia siatkowego. Spróbujmy uzyskać to napięcie w układzie wzmacniacza. Na rezystorze R_k w obwodzie katodowym wskutek przepływu prądu anodowego musi występować spadek napięcia U_k o znaku dodatnim po stronie katody. Ponieważ siatka poprzez R_s połączona jest z ujemnym biegunem źródła napięcia anodowego i przez R_s prąd nie płynie, zatem katoda będzie bardziej dodatnia niż siatka. Napięcie między anodą i katodą będzie mniejsze o wartość U_L; to jednak możemy pominąć. Właściwe ujemne wstępne napięcie siatkowe uzyskujemy z charakterystyki dynamicznej

według rys. 67 jako równe 2 V. Zastępujemy je przez dodatnie „wstępne napięcie katody", też 2 V. Rezystancja katodowa musi zatem być równa

$$R_k = \frac{U_L}{I_a} = \frac{2\ \mathrm{V}}{3{,}3\ \mathrm{mA}} = 600\ \Omega.$$

Gdy napięcie zmienne, które ma zostać wzmocnione, zmienia się co do wartości, rośnie lub zmniejsza się prąd oraz ograniczone przez R_k wstępne napięcie siatki. Trzeba temu zapobiec. Ujemne napięcie wstępne musi być niezmienne. Dlatego przez rezystor katodowy może płynąć tylko składowa



Rys. 72 Jednostopniowy wzmacniacz częstotliwości akustycznych (wzmacniacz małej częstotliwości)

stała prądu anodowego; dla składowej zmiennej utworzymy gałąź równoległą o niewielkiej rezystancji, włączając równolegle do R_k kondensator C_k. Jego reaktancja przy prądzie zmiennym dla dolnej częstotliwości granicznej nie powinna przekraczać $R_C = \frac{1}{3} \cdot R_k$. W przykładzie naszym pojemność *kondensatora katodowego* musi wynosić

$$C_k = \frac{1}{2\,\pi\,f \cdot R_C} = \frac{1}{2\,\pi \cdot 30\ \mathrm{s}^{-1} \cdot 200\ \Omega} = 26{,}5\ \mu\mathrm{F}.$$

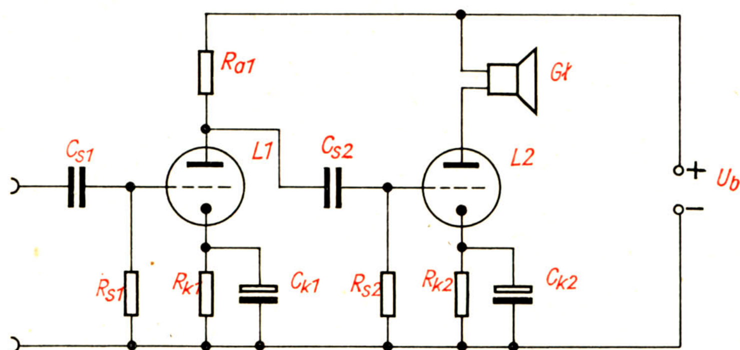
Rys. 72 przedstawia schemat naszego wzmacniacza.

Często napięcie zmienne, które ma być wzmocnione, jest tak małe, że 40-krotne wzmocnienie nie wystarcza. Wówczas trzeba włączyć drugi stopień wzmocnienia za pierwszym. Przyjmijmy, że napięcie na wejściu wynosi 10 mV. W pierwszym stopniu zostanie ono wzmocnione do $40 \cdot 10\ \mathrm{mV} = 400\ \mathrm{mV} = 0{,}4\ \mathrm{V}$. Jeśli drugi stopień charakteryzuje się tym samym współczynnikiem wzmocnienia, to na wyjściu otrzymamy $40 \cdot 0{,}4\ \mathrm{V} = 16\ \mathrm{V}$. Całkowite wzmocnienie wynosi więc $\frac{16\ \mathrm{V}}{0{,}01\ \mathrm{V}} = 1600$. Widzimy, że we wzmacniaczu wielostopniowym współczynnik wzmocnienia równa się iloczynowi współczynników wzmocnienia stopni, ponieważ $40 \cdot 40$ równa się 1600.

Na rys. 73 przedstawiono schemat ideowy wzmacniacza dwustopniowego. Kondensator C_{s2} oddziela stałe napięcia anodowe pierwszej lampy od siatki drugiej. W obwodzie anodowym tzw. lampy „głośnikowej" lub końcowej

znajduje się głośnik Gł, który przetwarza drgania prądu anodowego na drgania akustyczne.

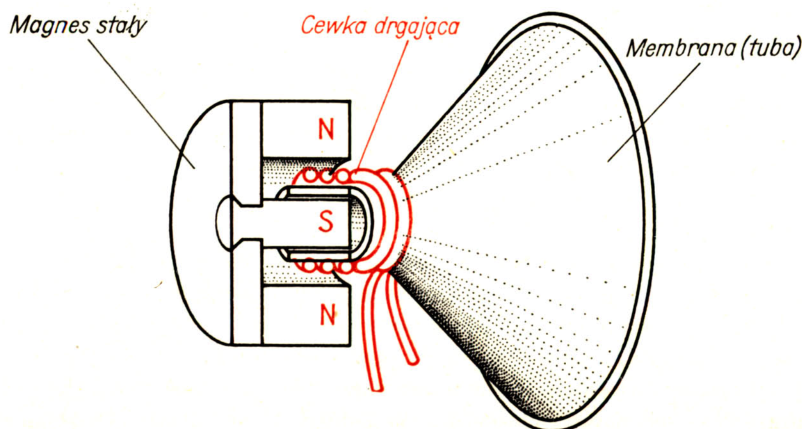
Zasadę budowy głośnika podaje rys. 74. Cewka drgająca nawinięta na cylindrycznym korpusie umocowanym w zakończeniu stożka membrany znajduje się w polu silnego magnesu trwałego. Jeśli przez cewkę płynie prąd zmienny, to jest ona wciągana lub wypychana przez pole; wraz z nią porusza się membrana głośnika, która powoduje drgania akustyczne powietrza. Słyszymy dźwięki. Jeśli chcemy się trochę bardziej szczegółowo zapoznać z głośnikiem, a może go nawet zbudować, to poczytajmy o tym



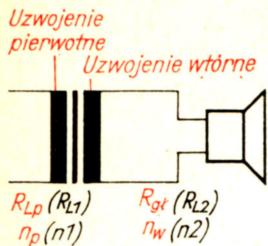
Rys. 73
Dwustopniowy wzmacniacz małej częstotliwości wykonany z użyciem triod

w książce „Z elektrotechniką za pan brat". Cewka głośnika dynamicznego ma reaktancję indukcyjną bardzo małą. W zależności od typu głośnika wynosi ona 3—20 Ω przy częstotliwości 1000 Hz. Jeśli tę „niskoomową" cewkę włączymy w charakterze obciążenia w obwód anodowy lampy głośnikowej, to współczynnik wzmocnienia stopnia końcowego będzie bardzo mały. Przypomnijmy sobie zależność między reaktancją indukcyjną dwu cewek i ich liczbą zwojów:

$$\frac{n_1^2}{n_2^2} = \frac{R_{L1}}{R_{L2}}.$$



Rys. 74
Tak zbudowany jest głośnik dynamiczny



Rys. 75 Transformator głośnikowy dopasowuje reaktancje

Za pomocą *transformatora* o dwu uzwojeniach i odpowiednio dobranej liczbie zwojów możemy „dopasować“ niskoomową reaktancję głośnika $R_{gł}$ do wysokoomowego wyjścia wzmacniacza R_{Lp} (rys. 75). Dla $R_{gł} = 5\ \Omega$, $R_{Lp} = 50\ \text{k}\Omega$ i $n_w = 100$ zwojów, cewka pierwotna musiałaby mieć

$$n_p = n_w \cdot \sqrt{\frac{R_{Lp}}{R_{gł}}} = 100 \cdot \sqrt{\frac{50000}{5\ \Omega}} =$$

$$= 100 \cdot \sqrt{10000} = 100 \cdot 100 = 10000 \text{ zwojów.}$$

Czy nie tracimy tutaj większej części poprzednio wzmocnionego napięcia? Tak, ale moc akustyczna głośnika zależy od mocy elektrycznej, a więc od iloczynu napięcia i prądu, a nie od samego napięcia.
Dla mocy 3 W przy reaktancji głośnika 5 Ω wystarcza napięcie $U\sim =$ $= \sqrt{P \cdot R_{gł}} = \sqrt{3\ \text{W} \cdot 5\ \Omega} = \sqrt{15}\ \text{V} = 3{,}86\ \text{V}$.
Po stronie pierwotnej musi więc występować napięcie znacznie wyższe, ale za to mniejszy anodowy prąd zmienny. Np. przy $R_{Lp} = 50\ \text{k}\Omega$

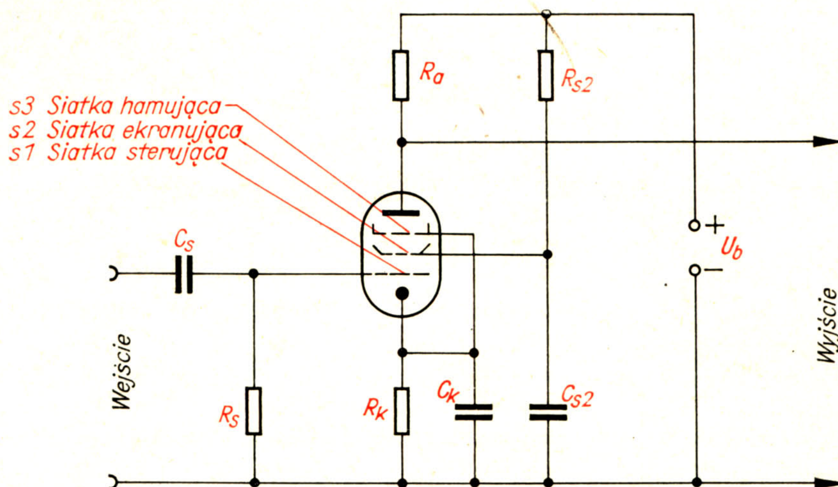
$$I_a = \sqrt{\frac{P}{R_{Lp}}} = \frac{3\ \text{W}}{50\ \text{k}\Omega} = 7{,}75\ \text{mA.}$$

Dla lampy EC 92 zmiana anodowego prądu stałego wynosi jednak najwyżej 3 mA (patrz charakterystyka robocza na rys. 67). Odpowiada to prądowi anodowemu zmiennemu

$$I_a\sim = \frac{I_{am}}{\sqrt{2}} = \frac{1{,}5\ \text{mA}}{\sqrt{2}} = 1{,}06\ \text{mA.}$$

Dlatego w stopniach końcowych stosuje się lampy, które charakteryzują się znacznym prądem anodowym, a poza tym pracują przy stosunkowo małym obciążeniu znamionowym. Nadają się tu szczególnie lampy o pięciu elektrodach, tzw. *pentody*, które są stosowane powszechnie w stopniach końcowych. Dodatkowe elektrody nie zmieniają nic w zasadniczym działaniu wzmacniacza; spełniają one natomiast niezbędne funkcje pomocnicze.
Z rys. 64 widać, że siatka i anoda w triodzie znajdują się blisko siebie, stanowiąc w ten sposób pewnego rodzaju kondensator. Nawet kiedy jego pojemność jest nieznaczna (kilka pF), przy wzmacnianiu bardzo wielkich częstotliwości występują wyraźne spadki wzmocnienia. Przez tę pojemność powstaje szkodliwe sprzężenie obwodu wyjściowego lampy z obwodem wejściowym, co stawia pod znakiem zapytania całe działanie wzmacniacza. Z tego powodu między anodę i siatkę sterującą wprowadza się siatkę ekranującą, która rozdziela kondensator anoda-siatka na dwa kondensatory szeregowe: pojemność anoda-siatka zmniejsza się. Aby siatka ekranująca nie ograniczała strumienia elektronów, otrzymuje ona poprzez rezystancję R_{g2} z bieguna (+) źródła napięcie dodatnie, jednak niższe niż napięcie anodowe. Kondensator C_{g2}, znajdujący się między siatką ekranującą i katodą, zapobiega powstawaniu efektu anodowego na siatce ekranującej, w ten sposób siatka sterująca jest dobrze ekranowana.
Wskutek dodatkowego przyspieszenia strumienia elektronów, zwłaszcza przy wysokich napięciach anodowych, anoda może być tak mocno bom-

bardowana elektronami, że zaczną one wybijać z metalu nowe elektrony, które przyspieszone jeszcze przez siatkę ekranującą, dostaną się do siatki sterującej. Dlatego elektrony „wtórne“ wyrwane z anody, zanim jeszcze dostaną się do siatki ekranującej, trzeba przyhamować i sprowadzić do anody. Zadanie to spełnia *siatka hamująca*, połączona bezpośrednio z katodą lub z biegunem ujemnym źródła napięcia. Siatka ta poza tym



Rys. 76
Pentoda jako wzmacniacz

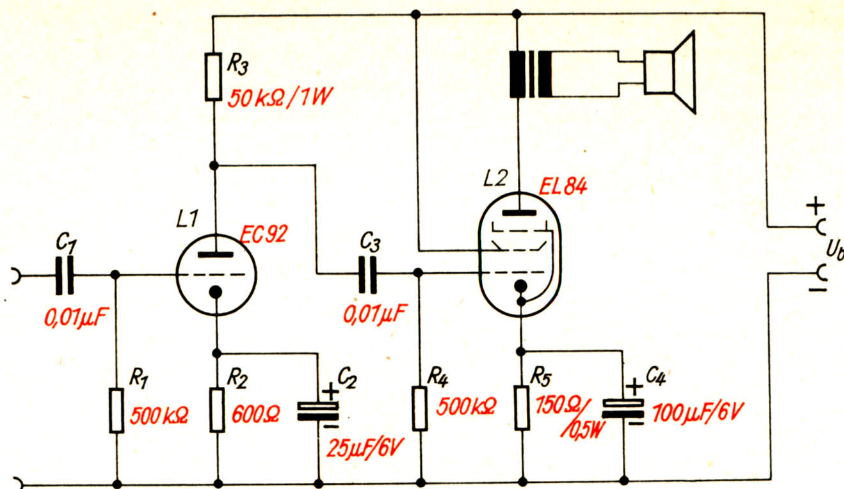
hamuje również przybywające od strony katody elektrony „pierwotne“, zanim uderzą one w anodę.

W ten sposób ogranicza ona wybijanie elektronów wtórnych. Rys. 76 podaje schemat ideowy wzmacniacza pentodowego. Lampy dla głośnikowych stopni końcowych mają odpowiednio skonstruowane siatki ekranujące, które umożliwiają bezpośrednie przyłączenie ich do bieguna dodatniego zasilacza. Nie wolno nigdy używać tego typu lamp bez przyłożenia napięcia anodowego, ponieważ wówczas cienka skrętka siatki ekranującej przejmie cały prąd, jasno rozbłyśnie i szybko ulegnie zniszczeniu.

Badanie dwustopniowego wzmacniacza częstotliwości akustycznej

Zbudujemy teraz dwustopniowy wzmacniacz małej częstotliwości. Schemat jego podaje rys. 77. Pierwszy stopień stanowi obliczony już wzmacniacz triodowy, w ten sam sposób możemy obliczyć stopień końcowy z EL 84. Należałoby uprzednio zwrócić uwagę na różnie oznaczone rezystory i kondensatory. O ile przy R_3 i R_5 oprócz rezystancji (50 kΩ i 150 Ω), podana jest również obciążalność (1 W i 0,5 W), to pozostałe rezystory (R_1, R_2 i R_4) są oznaczone tylko wartością rezystancji. To samo dotyczy kondensatorów. Tylko C_2 i C_4 mają podane parametry napięciowe. Te różnice w informacji o parametrach znajdziemy niemal na wszystkich schematach bez dodatkowych wyjaśnień. Dlatego trzeba dobrze zapamiętać następu-

Rys. 77
Schemat dwustopniowego wzmacniacza małej częstotliwości



jące zasady: 1. wszystkie bliżej nie oznaczone rezystory mają obciążalność co najmniej 0,125 W. 2. wszystkie kondensatory, których parametry napięciowe nie zostały podane, muszą wytrzymywać co najmniej napięcie 250 V.

Prąd anodowy lampy przy napięciu 250 V wynosi 48 mA. W tych warunkach reaktancja obciążenia lampy powinna wynosić 5 kΩ. Zastosujemy głośnik 5 Ω, 3 W. Do obliczenia transformatora dopasowującego zastosujemy wzory empiryczne, podobnie jak dla dławików:

$$S_{\mathrm{Fe}} = k_8 \cdot \sqrt{\frac{P}{f}}\,; \qquad k_8 = 20\,\sqrt{\frac{\mathrm{Hz}}{\mathrm{W}}}\cdot \mathrm{cm}^2.$$

$$a \quad = 0{,}012 \cdot \sqrt{S_{\mathrm{Fe}}}, \quad \text{oraz}$$

$$n_{\mathrm{p}} \quad = \mathrm{k_g} \cdot \sqrt{\frac{R_{\mathrm{Lp}} \cdot a}{S_{\mathrm{Fe}} \cdot f}}\,; \qquad \mathrm{k_g} = 4{,}5 \cdot 10^5\,\sqrt{\frac{\mathrm{Hz} \cdot \mathrm{mm}}{\mathrm{k\Omega}}},$$

gdzie: S_{Fe} – przekrój żelaza,
P – moc,
f – najniższa częstotliwość,
a – szczelina powietrzna
R_{Lp} – reaktancja uzwojenia pierwotnego,
n_{p} – liczba zwojów uzwojenia pierwotnego.

Dla mocy 3 W i najniższej częstotliwości f = 50 Hz przekrój rdzenia musi wynosić

$$S_{\mathrm{Fe}} = 20 \cdot \sqrt{\frac{\mathrm{Hz}}{\mathrm{W}}}\,\mathrm{cm}^2 \cdot \sqrt{\frac{3\ \mathrm{W}}{50\ \mathrm{Hz}}} = 20\,\sqrt{\frac{3}{50}}\,\mathrm{cm}^2 = 4{,}9\ \mathrm{cm}^2.$$

Wybierzemy rdzeń E1 66 o przekroju 4,8 cm². Szczelina powietrzna ma zapobiegać magnesowaniu rdzenia przez składową stałą prądu anodowego. Obliczamy $a = 0{,}012 \cdot \sqrt{4{,}8\ \mathrm{cm}^2} = 0{,}26$ mm. Szczelina występuje zarówno w kolumnie środkowej, jak i w obu kolumnach zewnętrznych, o połowę

cieńszych; dlatego przekładka papierowa może mieć grubość tylko 0,13 mm. Dla uzwojenia pierwotnego obliczymy

$$n_p = 4{,}5 \cdot 10^5 \cdot \sqrt{\frac{\text{Hz} \cdot \text{mm}}{\text{k}\Omega}} \cdot \sqrt{\frac{5\ \text{k}\Omega \cdot 0{,}26}{4{,}8\ \text{cm}^2\ 50\ \text{Hz}}} = 4{,}5 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{2{,}6}{4{,}8}} =$$
$$= 3320 \text{ zwojów.}$$

Obliczając grubość drutu musimy prócz składowej stałej prądu anodowego $I_{a-} = 48$ mA uwzględnić jeszcze składową zmienną $I_{a\sim}$. Wg wzoru $P = R \cdot I^2$ wynosi ona:

$$I_{a\sim} = \sqrt{\frac{P}{R_{Lp}}} = \sqrt{\frac{3\ \text{W}}{5\ \text{k}\Omega}} = 0{,}0248\ \text{A} = 24{,}8\ \text{mA}.$$

Uzwojenie pierwotne będzie obciążone prądem

$$I_p = I_{a-} + I_{a\sim} = 48\ \text{mA} + 25\ \text{mA} = 73\ \text{mA}.$$

Drut zatem musi mieć średnicę

$$d = 2\sqrt{\frac{I_p}{i \cdot \pi}} = 2\sqrt{\frac{73\ \text{mA} \cdot \text{mm}^2}{2{,}55\ \text{A} \cdot \pi}} = 0{,}191\ \text{mm} \cong 0{,}2\ \text{mm}.$$

Prąd wtórny będzie $I_s = \sqrt{\frac{P}{R_{gł}}} = \sqrt{\frac{3\ \text{W}}{5\Omega}} = 0{,}775$ A,

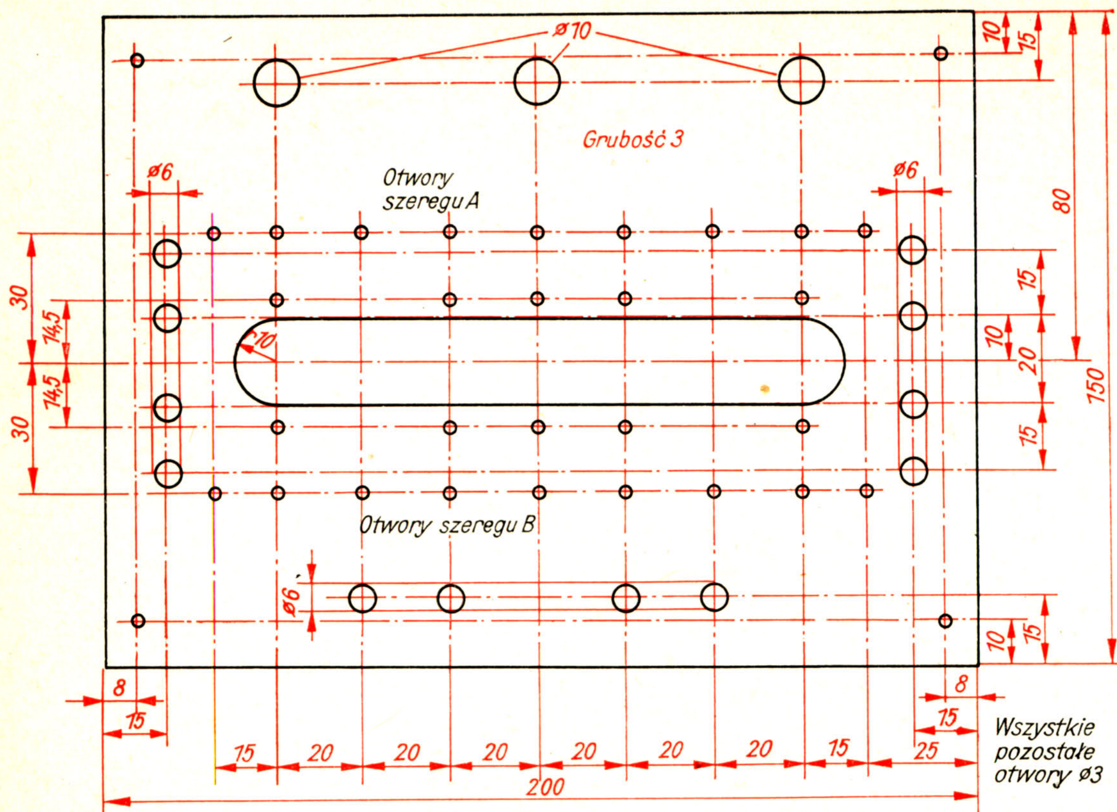
a zatem potrzebny jest drut o średnicy

$$d = 2\sqrt{\frac{0{,}775\ \text{A}}{2{,}55\ \text{A} \cdot \pi}}\ \text{mm} = 0{,}627 \cong 0{,}7\ \text{mm}.$$

Aby rezystancję pierwotną $R_{Lp} = 5$ kΩ dopasować do rezystancji wtórnej $R_{gł} = 5$ Ω, uzwojenie wtórne musi składać się z

$$n_w = n_p \sqrt{\frac{R_{gł}}{R_{Lp}}} = 3320\sqrt{\frac{5\ \Omega}{5\ \text{k}\Omega}} = 105 \text{ zwojów.}$$

Transformator budujemy podobnie jak dławik. Karkas ma następujące wymiary w mm: $a_1 = 48$; $a_2 = 25$; $a_3 = 22$; $a_4 = 13$; $b_1 = 42$; $b_2 = 24$; $b_3 = 22$; $c = 32$; $d = 1$. Najpierw nawijamy połowę uzwojenia pierwotnego (1660 zwojów), następnie – oddzielając je przekładką papierową – uzwojenie wtórne (105 zwojów). Znowu dajemy izolację i nawijamy drugą połowę uzwojenia pierwotnego. Koniec pierwszej części uzwojenia łączymy z początkiem drugiej. Taki podział uzwojenia zmniejsza nieuniknione rozproszenie i umożliwia rozszerzenie zakresu częstotliwości. Gotowe uzwojenie przykrywamy jak zwykle warstwą papieru.
Aby zbudować wzmacniacz, zastosujemy podstawę do układów doświadczalnych. W tym celu przygotujemy płytę izolacyjną o wymiarach 150 mm × 200 mm zgodnie z rys. 78. W otworach sześciomilimetrowych umieścimy gniazdka radiowe, w otworach szeregu A i szeregu B wnitujemy końcówki lutownicze. Podstawki lamp montujemy wewnątrz wycięcia o szerokości 20 mm. Trzy otwory o średnicy 10 mm umożliwią przykręcenie



Rys. 78
Płyta montażowa wzmacniacza doświadczalnego

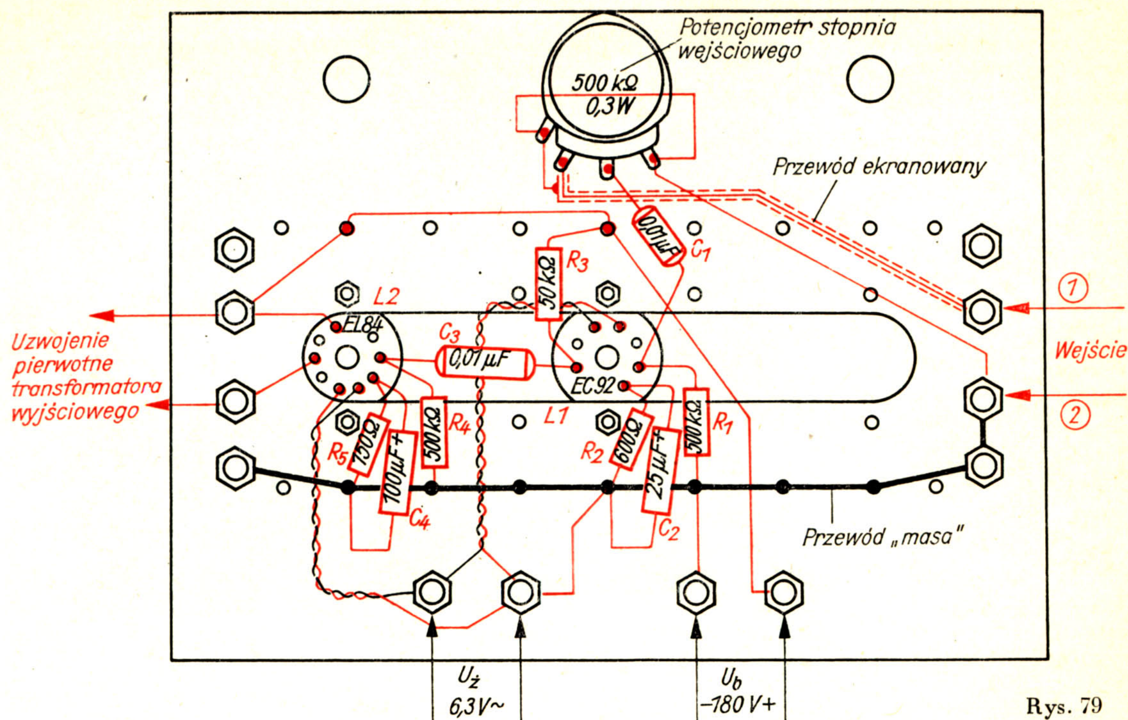
Rys. 79 (str. 85 u góry). Schemat montażowy wzmacniacza małej częstotliwości (m. cz.)

Rys. 80 (str. 85 u dołu). W ten sposób łączymy na wkręty płytkę montażową z podpórką

potencjometrów lub innych podzespołów. Dwie podpórki z blachy, zamocowane jak na rys. 80, umożliwiają dowolne poziome lub pionowe ustawienie całego urządzenia. Rys. 79 wskazuje, jak należy wlutować poszczególne podzespoły wzmacniacza. Należy zwrócić uwagę na to, że wejście nie jest – jak na rys. 77 – dołączone bezpośrednio do kondensatora siatkowego, lecz do wejścia potencjometru 500 kΩ umieszczonego przed kondensatorem siatkowym. Zbyt wysokie napięcia wejściowe możemy nim zmniejszać dowolnie, nastawiając w ten sposób siłę głosu.

Najpierw układamy przewody obwodu żarzenia. Przewody te skręcamy dla ograniczenia przydźwięku sieci. Następnie przylutujemy poszczególne rezystory i kondensatory. Przewód montażowy jest tu zbędny. Jeden przewód obwodu żarzenia – wszystko jedno który – łączymy z „*masą*". Na ogół jest to przewód połączony z biegunem (—) źródła napięcia anodowego. Przewód ten uziemiamy, jeśli niezbędne jest uziemienie całego urządzenia. Gniazdko 1 łączymy z potencjometrem przewodem ekranowanym. Oplot ekranujący i obudowę potencjometru łączymy z „masą". W ten sposób unikniemy niepożądanych zakłóceń. Rys. 81 przedstawia gotowy wzmacniacz. Uzwojenie pierwotne transformatora głośnikowego łączymy z gniazdkami na wyjściu dwoma możliwie krótkimi przewodami. Możemy teraz rozpocząć pierwszą próbę działania naszego wzmacniacza.

Na wejście podajemy napięcie zmienne 5 V o częstotliwości sieci. Po na-

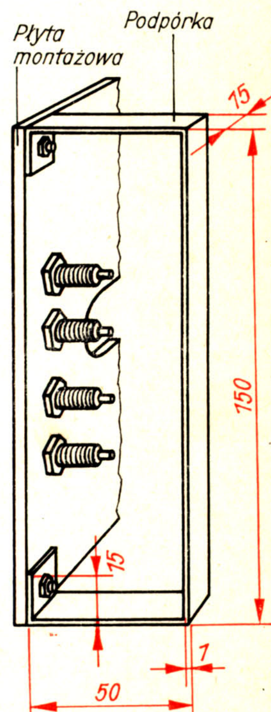


Rys. 79

grzaniu się lamp, co trwa około 20 sekund, usłyszymy w głośniku warkot, który odpowiada częstotliwości 50 Hz. Zapamiętajmy go dobrze. Będziemy robić wszystko, żeby go nie było słychać w naszych urządzeniach. Siłę głosu możemy regulować potencjometrem. Aby uzmysłowić sobie wielkość wzmocnienia naszego wzmacniacza, przełączamy głośnik (razem z transformatorem!) z wyjścia wzmacniacza na napięcie zmienne 5 V sterujące wzmacniacz. Słyszymy dźwięk dopiero zbliżając ucho do głośnika.

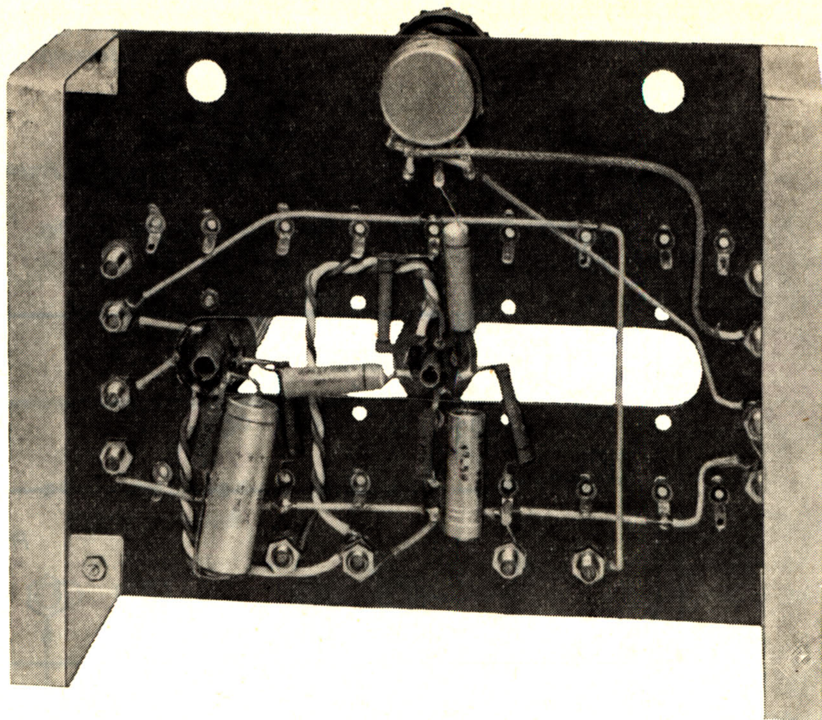
W układach połączeń związanych z następnymi doświadczeniami nie będziemy ciągle rysowali wzmacniaczy ze wszystkimi szczegółami; wystarczy symboliczne przedstawienie podzespołu ,,wzmacniacz m. cz.'' zgodnie z rys. 82.

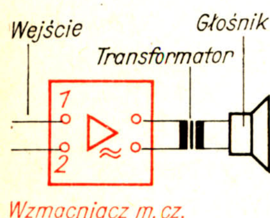
W ramach następnego doświadczenia zbudujemy *urządzenie mikrofonowe.* Układ połączeń podano na rys. 83. Jako mikrofonu użyjemy wkładki węglowej, której używa się w aparatach telefonicznych. Nie można stawiać zbyt dużych wymagań co do jakości odtwarzania; mikrofon węglowy wystarcza mimo to do przenoszenia częstotliwości mowy. Składa się on z cienkiej membrany węglowej z ostrzem i miseczki, w której znajdują się ziarna węglowe (patrz rys. 84). Przez mikrofon, połączony szeregowo z rezystorem roboczym i włączony w obwód 4 V prądu stałego, płynie pewien określony prąd. Kiedy mówimy, fale głosowe uderzają o membranę i wciskają stożek głębiej w ziarna węglowe. W ten sposób rezystancja przejścia między poszczególnymi ziarenkami węgla zmniejsza się, a wraz z nią maleje *rezystancja wewnętrzna* mikrofonu. Prąd płynący w obwodzie mikrofonu zwiększa się i powoduje większy spadek napięcia na rezystorze



Rys. 80

Rys. 81
Wzmacniacz doświadczalny w naszym wykonaniu

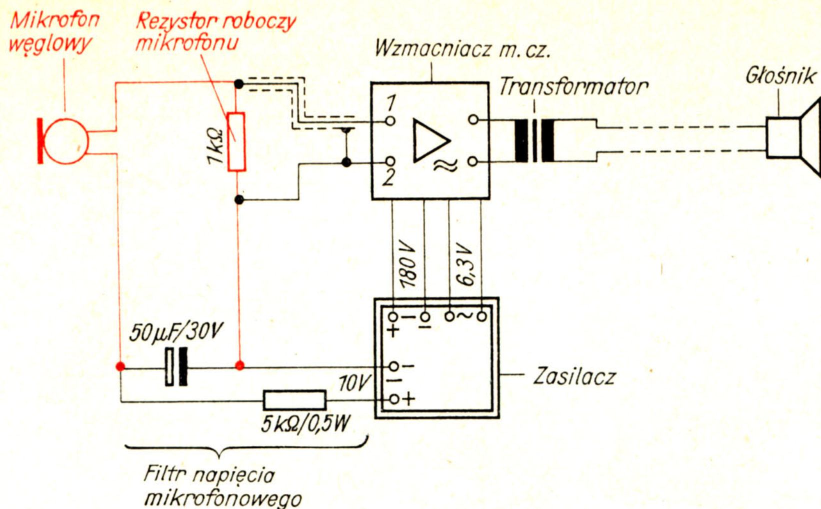




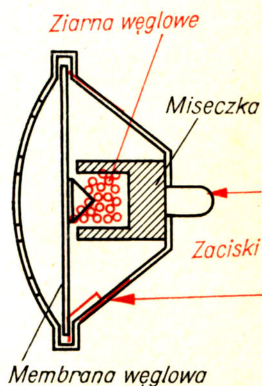
Rys. 82
Symbol blokowy „wzmacniacz m. cz."

roboczym. Występujące drgania napięcia podajemy na wejście wzmacniacza.

Źródłem napięcia zasilającego mikrofon jest obwód niskiego napięcia zasilacza. Napięcie wygładzamy dodatkowym członem wygładzającym tak, aby w głośniku nie było już słychać przydźwięku sieci. Aby móc wbudować wkładkę węglową, trzeba kupić w sklepie z przyborami piśmiennymi pudełko z gąbką do zwilżania. W dnie tego pudełka wiercimy 3 otwory, jeden dokładnie w środku, o średnicy 5 mm, dwa pozostałe, o średnicy 3,5 mm, w odległości około 8 mm od krawędzi pudełka. Zgodnie z rys. 85 założymy mosiężne sprężyny stykowe. Nadają się do tego dobrze sprężyny stykowe ze zużytych baterii do latarek kieszonkowych. W tych samych miejscach zamocujemy wkrętami M3 końcówki lutownicze. Pudełko zawierające mikrofon, rezystor roboczy i filtr wkładamy do puszki po konserwach odpowiedniej wielkości. Puszkę łączymy z masą. Jako połączenie masy mikrofonu i wzmacniacza służy ekran kabla mikrofonowego. Mikrofon należy włączyć w obwód następująco: kabel ekranowy do gniazdka 1 na wejściu, ekran do gniazdka 2, przewód rezystora wygładzającego 5 kΩ do zacisku +10 V. Biegun (—) obwodu niskiego napięcia łączymy z najniżej umieszczonym gniazdkiem na wyjściu lub z biegunem ujemnym napięcia średniego. Mikrofon i głośnik trzeba umieścić w oddzielnych pomieszczeniach, bo inaczej zaczną się gwizdy. To zjawisko rozpatrzymy później bardziej dokładnie. Jeśli mimo oddzielenia mikrofonu i głośnika wystąpią gwizdy lub wycie, należy założyć ekran na przewód łączący anodę lampy stopnia końcowego (dolne gniazdko na wyjściu) z transformatorem.



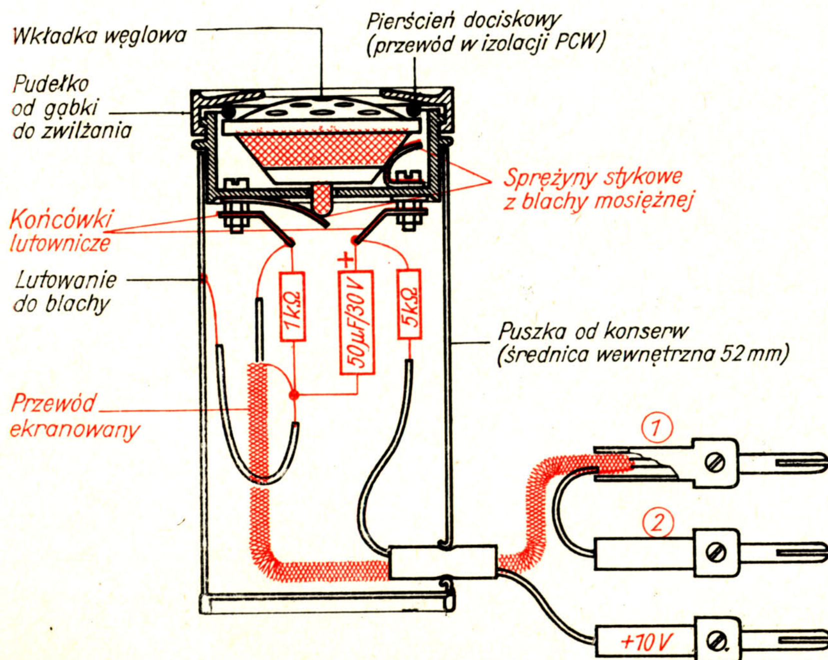
Rys. 83
Układ połączeń urządzenia mikrofonowego



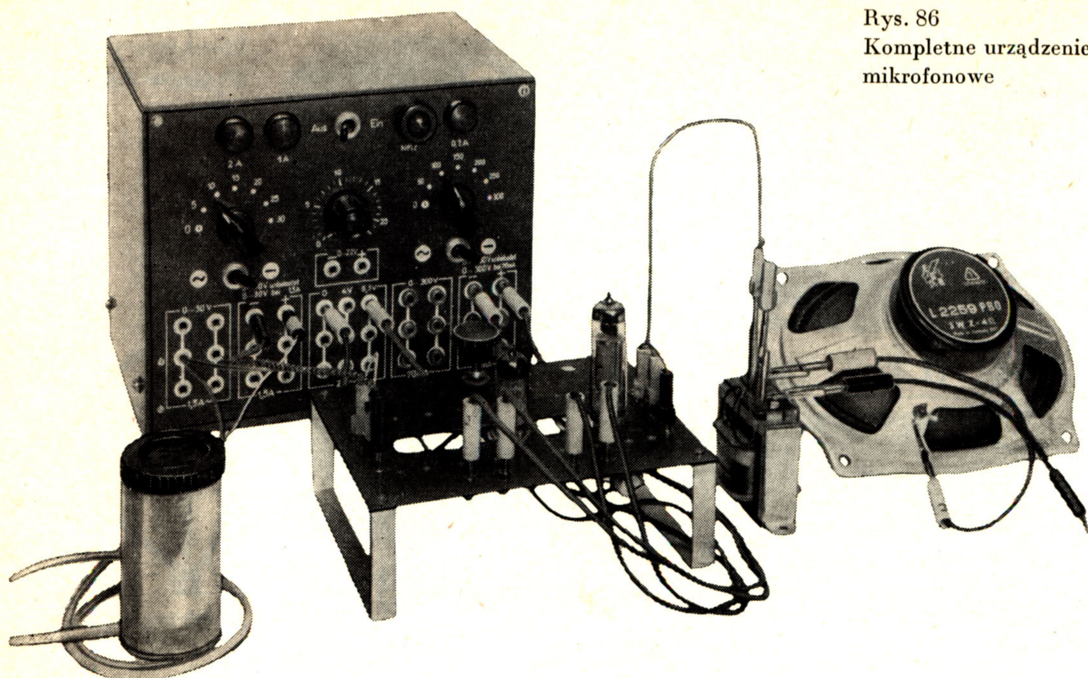
Rys. 84
Budowa mikrofonu węglowego

Oplot ekranujący łączymy z masą. Jeśli i to nie pomoże, należy wlutować w obwód między C_3R_4 i siatkę sterującą rezystor 1 do 5 kΩ. Rys. 86 przedstawia kompletne doświadczalne urządzenie mikrofonowe. A teraz przyjemnej zabawy!

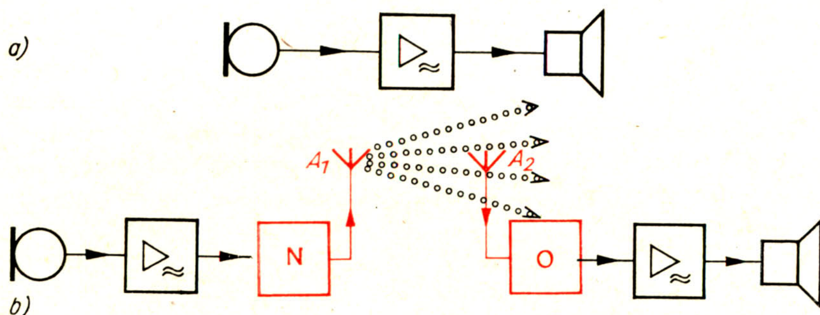
Wiodąc przez urządzenie mikrofonowe w naszym kąciku do majsterkowania ożywioną rozmowę, możemy sformułować zasadę przenoszenia przewodowego częstotliwości akustycznych: mikrofon przekształca fale aku-



Rys. 85.
Przekrój mikrofonu ręcznego



Rys. 86
Kompletne urządzenie mikrofonowe



Rys. 87
Z urządzenia mikrofonowego (a) można zrobić urządzenie nadawczo-odbiorcze (b)

Rys. 88 (str. 89 u góry). Konstrukcja obudowy głośnika:
a) w ten sposób przygotowujemy przednią płytę głośnika;
b) między płytą przednią a głośnikiem umieszczamy podkładki gumowe

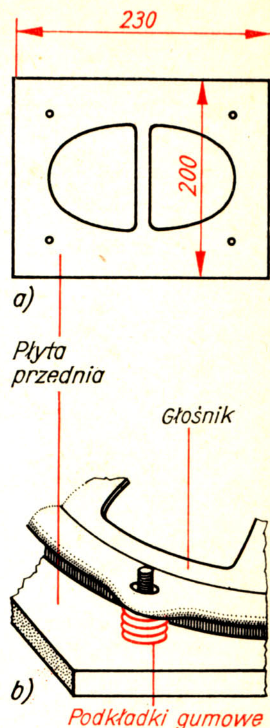
Rys. 89 (str. 89 u dołu). Przyłączamy nasz odbiornik diodowy do wzmacniacza małej częstotliwości

styczne na drgania napięcia elektrycznego. Wzmacniacz wzmacnia je w takim stopniu, że przyłączony do niego głośnik jest w stanie ponownie wytworzyć silne fale akustyczne. Na rys. 87a widzimy urządzenie mikrofonowe przedstawione w postaci *schematu blokowego*. Zaznaczono tylko ten kierunek, w którym przesyłany jest sygnał. Napięcia zasilania mikrofonu i wzmacniacza zostały pominięte. Rys. 87b podaje, jak z urządzenia mikrofonowego można zrobić urządzenie nadawczo-odbiorcze. Wzmocnione prądy mikrofonowe podajemy na *nadajnik N*, który – w sposób dla naszego ucha niezauważalny – poprzez *antenę* A_1 promieniuje *fale elektromagnetyczne*.
Antena odbiornika A_2 odbiera te fale i kieruje do *odbiornika* O. Tu następuje odwrotne przekształcenie na drgania napięcia, które w znany sposób

przedostają się przez wzmacniacz do głośnika. Przebiegom w nadajniku przyjrzymy się jeszcze dokładniej, najpierw jednak zbudujemy aparat radiowy z głośnikiem. Jako odbiornika użyjemy prostego radia detektorowego (czyli odbiornika diodowego), włączając je zamiast mikrofonu do wzmacniacza m. cz. Głośnik i transformator umieścimy w obudowie drewnianej o wymiarach 210 mm × 240 mm × 100 mm. W płycie czołowej wykonamy zgodnie z rys. 88a dwa otwory; z tyłu umocujemy na niej na wkręty głośnik, przyrząd obciągniemy tkaniną dekoracyjną.

Celem uniknięcia niepożądanych zjawisk rezonansowych, na wkręty mocujące głośniki wsuwamy przed założeniem kosza głośnika (patrz 88b) po kilka przekładek gumowych. Tył jest wykonany z dziurkowanego kartonu lub tektury.

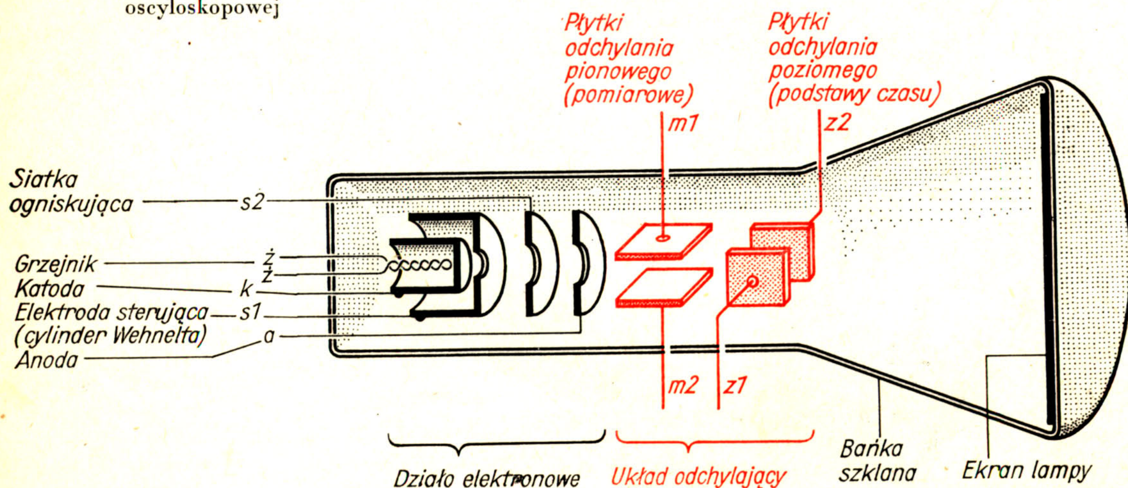
Rys. 89 zachęca do wykonania obudowy głośnika. Przewód od diody odbiornika do wejścia 1 wzmacniacza ekranujemy. Oplot łączymy z masą. Oba kable głośnikowe również powinny być w miarę możności ekranowane. Przewód o długości 1—2 metrów, użyty jako antena, wystarcza do odbioru stacji miejscowej; do odbioru stacji położonych dalej niezbędna jest lepsza antena. Działanie kondensatora antenowego łatwo ocenić, jeśli się go zewrze. Siła głosu nastawionej stacji będzie trochę większa, ale w pewnych okolicznościach usłyszymy w tle drugą albo nawet trzecią stację. Wzbudzenie obwodu rezonansowego jest silniejsze, ale jego selektywność pogorszyła się.

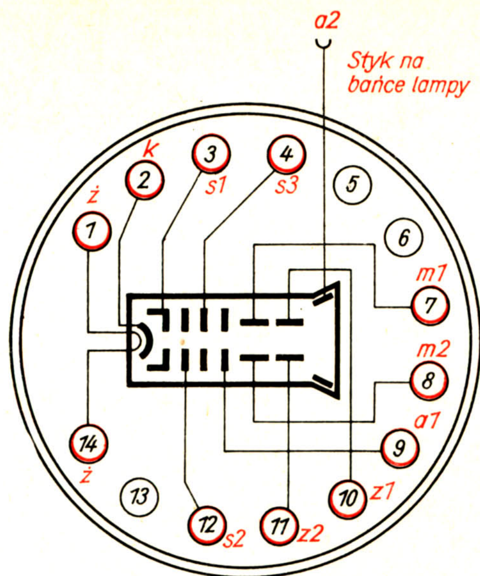


6. Budujemy oscyloskop

Z pewnością zdumiewa Czytelników znakomite odtwarzanie, które charakteryzuje nasz odbiornik detektorowy. Dotyczy to co prawda tylko radiostacji lokalnych. Czemu jednak takie proste urządzenie – i to jeszcze zawierające części własnej roboty – odtwarza tak dobrze? Na razie nie wiadomo. Podobnie nie są dla nas jasne zasady bezprzewodowego przekazywania informacji. Takich „tajemnic" jest więcej. Doświadczenia, które przeprowadzimy, pomogą nam zrozumieć te zjawiska. Naturalnie zaczniemy od naszego odbiornika. W układzie antena–ziemia umieszczony jest obwód drgający, który podczas rezonansu pobudzany jest do największych drgań. Radiostacja zatem oddziaływa w jakiś sposób na antenę, niedostrzegalnie dla naszych zmysłów. Oddziaływanie to powoduje, że płyną z niej prądy zmienne o dużej częstotliwości. Dotychczas używane przez nas przyrządy pomiarowe nie nadają się do wskazywania małych wartości prądu zmiennego lub drgań wielkiej częstotliwości; potrzebny nam jest przyrząd, który umożliwi obserwację przebiegu takich drgań: *oscyloskop katodowy*.

Rys. 90
Budowa lampy oscyloskopowej





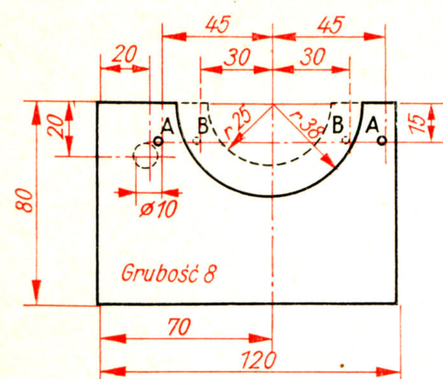
Rys. 91
Schemat cokołu
lampy oscyloskopowej
typu B7 S2

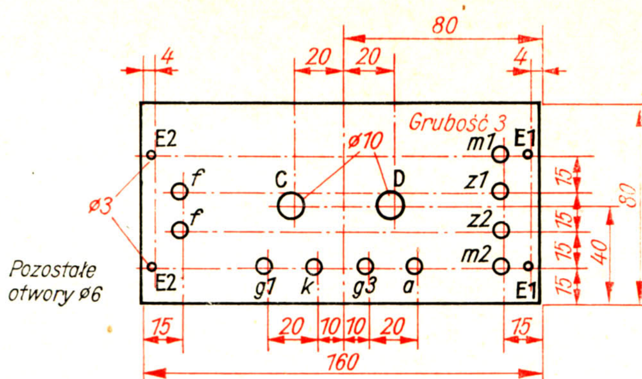
Co trzeba wiedzieć o lampie Brauna?

Najważniejszą częścią oscyloskopu jest specjalna lampa elektronowa, zwana od nazwiska wynalazcy lampą Brauna lub lampą oscyloskopową – zgodnie z zastosowaniem. Na pewno wszyscy znamy jedną z jej siόstr – lampę kineskopową w odbiorniku telewizyjnym. Ma tam ona ekran szczególnie duży. Rys. 90 wyjaśnia zasadę budowy lampy oscyloskopowej. W szyjce próżniowej bańki szklanej znajduje się grzejnik, katoda i anoda, którą stanowi blaszka z otworem w środku. Pozostałymi elektrodami na razie nie będziemy się interesować. Zobaczmy sami, co się stanie, kiedy przyłożymy napięcie do grzejnika oraz między anodę i katodę, podobnie jak w przypadku diody. Najlepiej postarajmy się zaraz o lampę, której użyjemy również do budowy oscyloskopu: B7 S2 o średnicy ekranu 75 mm[1]. Nie jest ona tania, ale ma wiele zalet. Później posłuży nam do odbioru wizji. Średnica ekranu 60 mm, a tym bardziej 40 mm, byłaby do tego za mała.

Schemat cokołu lampy B7 S2 podano na rys. 91. Do przyłączenia lampy potrzebna nam będzie odpowiednia podstawka czternastostykowa. Lampę zostawimy na razie w opakowaniu fabrycznym, żeby ją uchronić przed uszkodzeniem. Później wykonamy dla niej specjalny *stojak doświadczalny*. Z drewna o grubości 8 mm wytniemy zgodnie z rys. 92a dwa boki. W jednym z nich wycinamy półokrąg o promieniu 25 mm, w drugim zaś o promieniu 38 mm. W otwory w punktach A i B włożymy wkręty do drewna

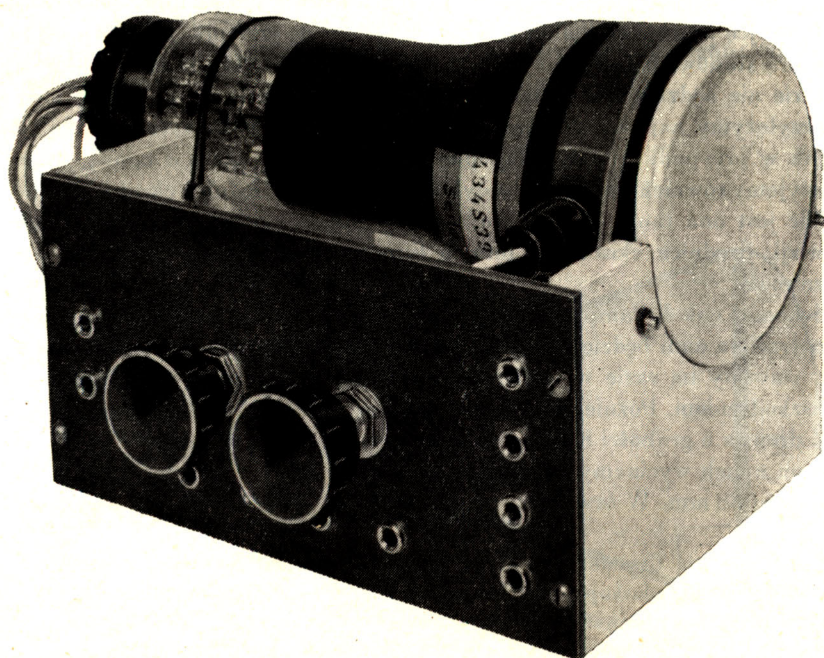
[1] Aby ułatwić Czytelnikowi użycie do doświadczeń i do oscyloskopu także i innych lamp oscyloskopowych, łatwiej dostępnych w Polsce – w tablicy 17 zebrano porównawczo najważniejsze dane częściej spotykanych lamp oscyloskopowych łącznie ze schematami cokołów.





Rys. 92
Stojak do doświadczeń z lampą oscyloskopową:
a) bok stojaka;
b) płytka manipulacyjna

lub do metalu. Łby ich powinny wystawać około 5 mm. Płytę przyłączeniową (por. rys. 92b) wykonujemy z materiału izolacyjnego o grubości 3 mm i przykręcamy do boku o większym wycięciu po stronie E1, a do boku o mniejszym wycięciu po stronie E2. Rys. 93 przedstawia gotowy stojak do doświadczeń. Lampę obejmują dwie gumki. W otworach ∅ 6 mm w płytce przyłączeniowej znajdują się gniazdka radiowe, w otworze C potencjometr o rezystancji 250 kΩ, w otworze D potencjometr o rezystancji 1 MΩ. Zgodnie z rys. 94 podstawkę lampy oscyloskopowej łączymy z gniazdkami radiowymi skręconym przewodem izolowanym, ale najpierw nie przyłączamy żadnego potencjometru. Przyłożymy teraz napięcie żarzenia 6,3 V (lub inne, w zależności od lampy) do pary gniazd



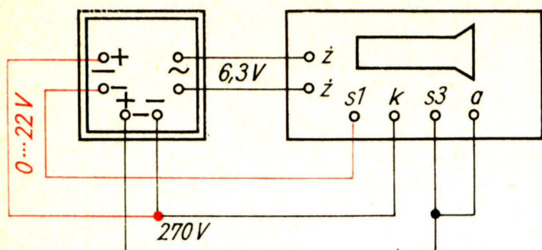
Rys. 93
Stojak z lampą oscyloskopową w naszym wykonaniu

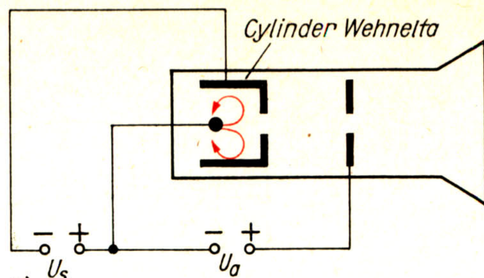
Rys. 94
Układ połączeń stojaka do doświadczeń

oznaczonych *ż*, biegun ujemny źródła średniego napięcia do gniazd *s1* i *k*, biegun dodatni do gniazd *s3* i *a*. Napięcie anodowe 270 V jest wystarczające. Rys. 95a podaje układ połączeń do przeprowadzenia tego doświadczenia. Rys. 95b przedstawia obraz na ekranie. Rozpoznajemy plamkę katodową o średnicy około 10 mm i nierównym brzegu, uciętą z lewej lub prawej strony (albo nawet z obu stron). Tłumaczy się to tym, że strumień elektronów, jeszcze nie zogniskowany, przechodzi pomiędzy pionowymi płytkami odchylającymi. Elektrony wydobywające się z katody przyśpieszane są w kierunku ekranu przez siatki *s2* i *s3*, anodę *a1* i przez dodatkową anodę przyśpieszającą. Połączyliśmy lampę jako diodę (patrz 95c).

W następnym doświadczeniu zbadamy wpływ *elektrody sterującej* (*cylindra Wehnelta*). Po zdjęciu połączenia zwierającego *s1* i *k*, przykładamy potencjał ujemnego bieguna źródła napięcia stałego o zakresie regulacji 0–22 V do elektrody sterującej *s1*, a bieguna dodatniego – do katody *k*. Układ ten przedstawia rys. 96a. Po zwiększeniu ujemnego napięcia

Rys. 95
Wytwarzanie promienia katodowego:
a) układ połączeń;
b) obraz na ekranie;
c) lampa oscyloskopowa połączona jako dioda



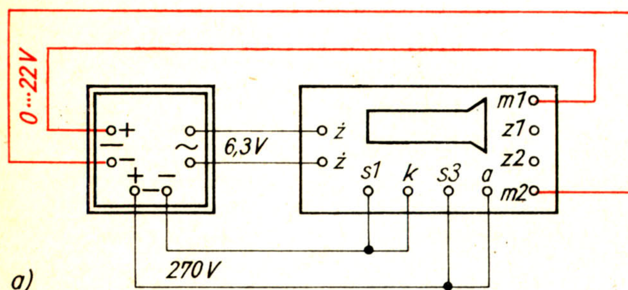


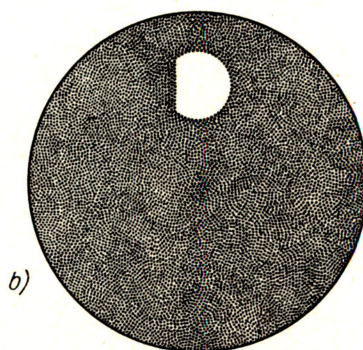
Rys. 96
Regulacja jasności strumienia elektronów:
a) schemat;
b) cylinder Wehnelta działa jako siatka sterująca

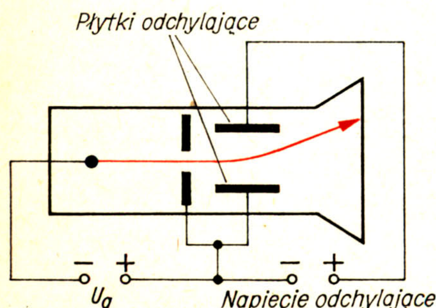
Rys. 97
Odchylanie strumienia elektronów:
a) układ połączeń;
b) tak wygląda ekran;
c) zasada odchylania;
d) zależność między polem elektrycznym i kierunkiem odchylania

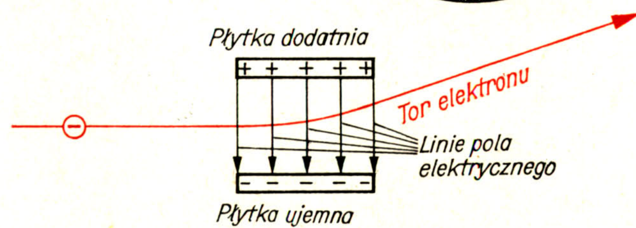
wstępnego na *s1*, jasność powierzchni świetlącej zmniejsza się. Przy najwyższym napięciu 22 V ekran lampy jest ciemny. Przypomnijmy sobie sterowanie przez siatkę triody! Im bardziej ujemne jest napięcie siatki w stosunku do katody, tym mniejszy będzie prąd anodowy. Cylinder Wehnelta działa tak samo jak siatka sterująca w zwykłej lampie. Odpowiednio dużym napięciem ujemnym możemy całkowicie zablokować strumień elektronów (patrz rys. 96b). Niższe napięcie powoduje jedynie przyciemnienie ekranu. Musimy pamiętać, że warstwa świetląca może szybko ulec zniszczeniu, jeśli strumień elektronów z pełnym natężeniem stale pada na to samo miejsce. Dlatego nastawiamy słaby strumień.

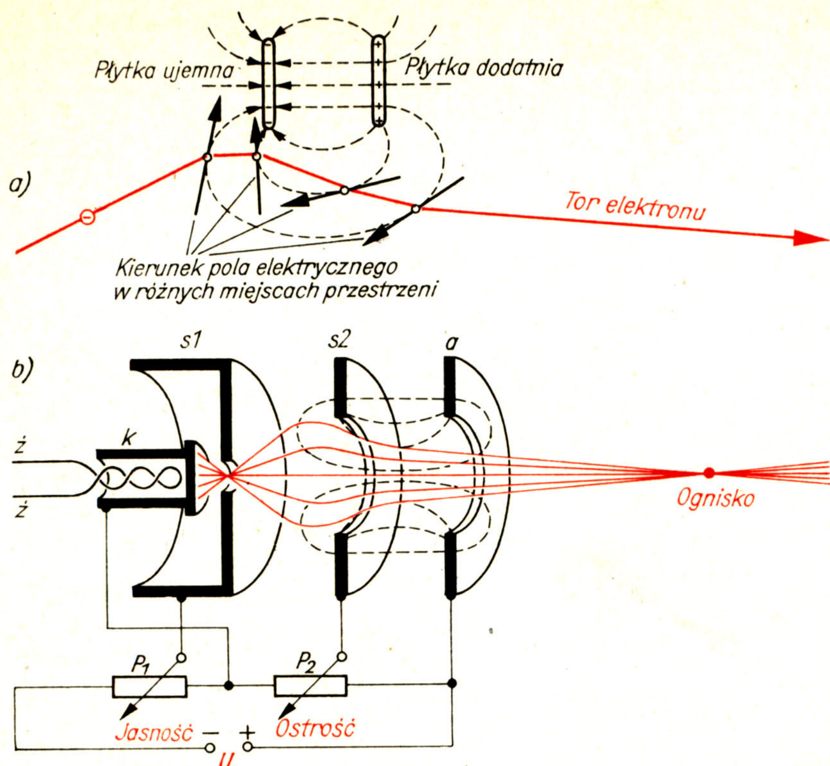
Trzecie doświadczenie z tej serii wykonamy w układzie według rys. 97a. Napięcie stałe, regulowane w sposób ciągły, przyłożone jest obecnie do tylnej pary płytek (patrz również rys. 90). Jeśli podniesiemy napięcie, plamka świetląca przesunie się do góry (patrz rys. 97a), ponieważ górna płytka naładowana jest teraz dodatnio i przyciąga strumień elektronów.











Rys. 98
Ogniskowanie strumienia elektronów:
a) elektron w polu zewnętrznym pary naładowanych płytek;
b) soczewka elektronowo-optyczna z płytkami krążkowymi

Zamieńmy między sobą końcówki *m1* i *m2*; wówczas strumień przesunie się do dołu. Gdy włączymy parę płytek leżącą w pobliżu ekranu, występuje odchylanie poziome. Rys. 97c przedstawia zasadę odchylania strumienia elektronów.

Lampa nasza nie wytwarza jednak szczególnie dobrego strumienia elektronów; obraz ekranu świadczy o tym, że musimy bardziej zwęzić wiązkę promieni. Wiadomo nam z pewnością, w jaki sposób można zebrać w jednym punkcie promienie świetlne wysyłane przez żarówkę. Potrzebna jest nam w tym celu soczewka skupiająca. Podobnie jest ze strumieniem elektronów. Fabryka produkująca lampy umieściła już w tym celu „soczewkę skupiającą".

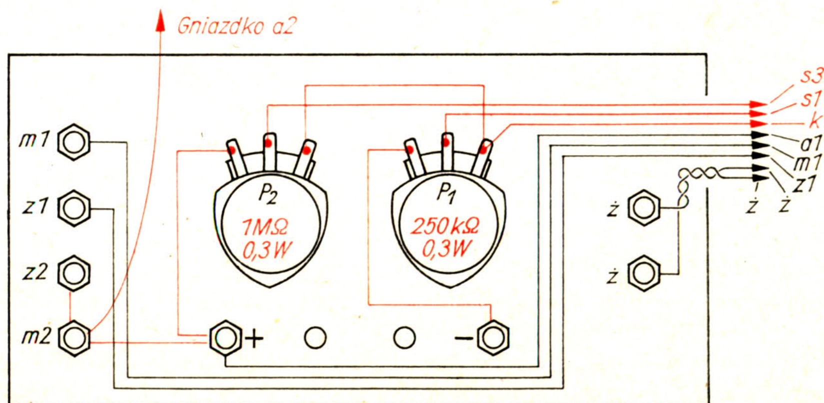
Rys. 97d przedstawia raz jeszcze odchylenie elektronu przechodzącego pomiędzy dwiema naładowanymi parami płytek. Strzałki skierowane od płytki dodatniej do ujemnej symbolizują niedostrzegalny dla oka stan szczególny w obszarze między płytkami: *pole elektryczne.* Linie nazywamy *liniami pola.* Linie te zaczynają się tam, gdzie znajdują się ładunki dodatnie, a kończą się tam, gdzie znajdują się ładunki ujemne. Elektron wprowadzony w pole, podążyłby niezwłocznie w stronę płytki dodatniej. Jednak w tym przypadku elektrony dostają się z wielką prędkością w obszar pola odchylającego. Dlatego są one tylko odchylane od pierwotnego toru, i to w kierunku przeciwległym do strzałek linii pola.

Pole elektryczne istnieje nie tylko wewnątrz dwu leżących naprzeciw siebie płytek, lecz również na zewnątrz. Jak wynika z rys. 98a, linie pola

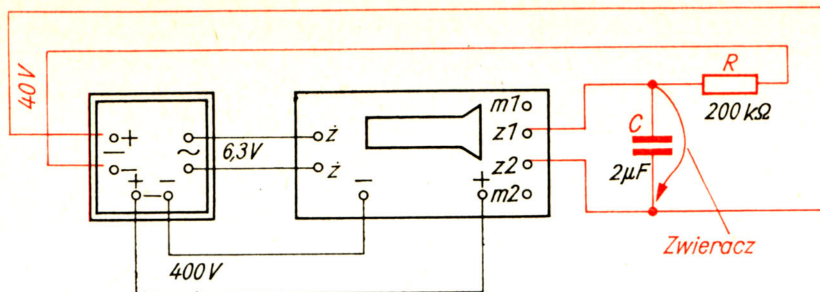
nie są tu już liniami prostymi; w każdym miejscu pole elektryczne ma inny kierunek. Elektron, który dostanie się w obszar tego pola, zostanie poddany jego oddziaływaniu, przez co będzie się ciągle odchylał w kierunku przeciwległym do strzałki. Z rys. 98b wynika, że między dwiema płytkami z otworami w środku istnieje pole o podobnym rozkładzie. Pole to umożliwia skupienie strumienia elektronów wychodzącego z jednego punktu. Położenie ogniska zależy od różnicy napięć anody *a* i *siatki ogniskującej s2*. Trzeba tak wyregulować napięcie, aby ognisko leżało dokładnie na powierzchni ekranu. Służy do tego potencjometr P_2.

Za pomocą potencjometru P_1 możemy wprowadzić na cylinder Wehnelta ujemne w stosunku do katody napięcie wstępne i w ten sposób zmieniać jasność. Rozważania te potwierdzimy w kolejnym doświadczeniu. W tym celu odłączymy przewody doprowadzające do gniazdek *s1*, *k* i *s3*. Przewód wiodący początkowo do gniazdka *s1* lutujemy do końcówki potencjometru 250 kΩ, a przewód do gniazdka *s3* – do potencjometru 1 MΩ. Rys. 99 podaje sposób prowadzenia przewodów do dzielnika napięcia. Potencjometr regulacji jasności obracamy do końca w prawo, a regulacji ostrości – w lewo. Następnie przykładamy ponownie napięcie żarzenia 6,3 V i napięcie anodowe 400 V. Biegun ujemny doprowadzamy do gniazdka, do którego poprzednio dołączona była siatka *s1*. Po upływie około pół minuty na ekranie pojawia się plamka świetlna. Za pomocą P_2 nastawiamy ostrość wiązki elektronowej, za pomocą P_1 zmniejszamy jasność. Podamy teraz na płytki pomiarowe *m1* i *m2* napięcie zmienne 5 V. Na ekranie powstaje pionowa kreska o długości około 18 mm. „Krzywa" ta różni się od przedstawionej na rys. 23a. Na tym wykresie czas *t* narastał w prawo od punktu zerowego.

Spróbujmy zaimprowizować taki ruch przed ekranem! Zbliżamy oczy do ekranu na odległość około 20 cm i gwałtownie przesuwamy głowę w lewo. Rozpoznajemy wówczas znaną nam krzywą. Ale ruszać ciągle głową przy obserwacji drgań byłoby niewygodnie! Lepiej spowodować poziome odchylenie strumienia elektronów. Przeprowadzimy doświadczenie zgodnie z rys. 100. Przez rezystor 200 kΩ ładujemy kondensator o pojemności 2 μF. Napięcie kondensatora podajemy na płytki czasowe *z1* i *z2*. Strumień



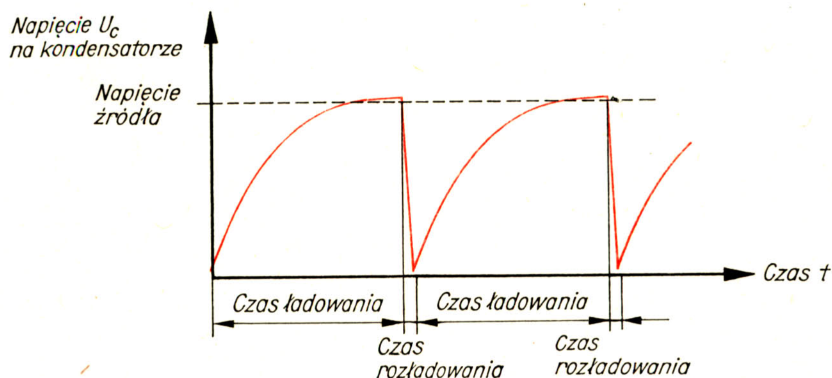
Rys. 99
Sposób prowadzenia przewodów dzielnika napięcia w układzie doświadczalnym



Rys. 100
Napięcie ładowania kondensatora ujawnia zmienność strumienia elektronów w czasie

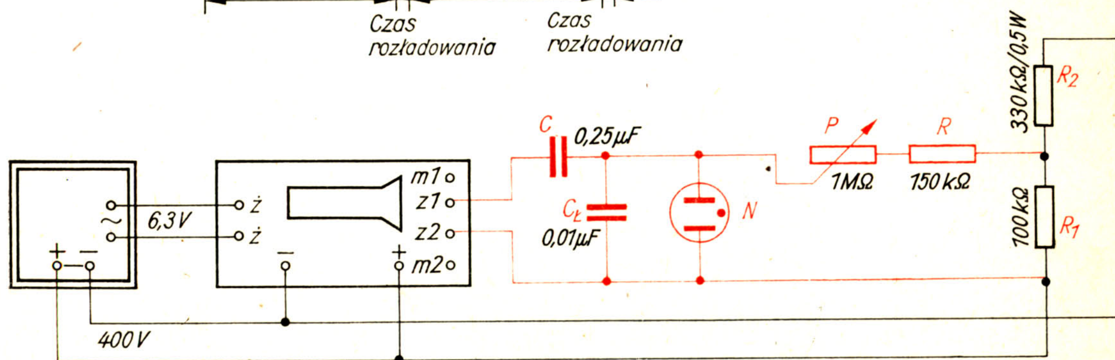
elektronów przesuwa się w ciągu dwu sekund o około 35 mm w prawo. Zwierając kondensator, powodujemy powrót plamki świetlnej do punktu początkowego. Po zdjęciu zwieracza promień zaczyna na nowo posuwać się z wolna w prawo. Stwierdzamy, że prędkość odchylania strumienia elektronów jest pod koniec mniejsza niż na początku. Rys. 101 przedstawia przebieg napięcia najprostszego układu *odchylania czasowego*, czyli *podstawy czasu*.

W następnym doświadczeniu zautomatyzujemy powrót strumienia elektronów; zamiast przewodu zwierającego zastosujemy neonówkę. Dobrze nadaje się między innymi typ S51/10 S[1]. Napięcie zapłonu neonówki



Rys. 101
Tak wygląda w przybliżeniu przebieg napięcia podstawy czasu

Rys. 102
Generator napięcia relaksacyjnego z neonówką w układzie podstawy czasu

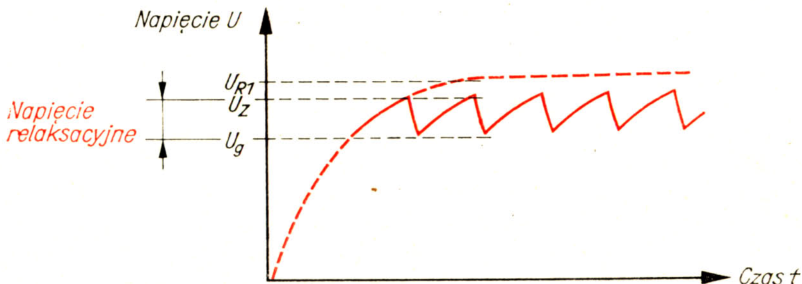


[1] Nadaje się tu właściwie każda neonówka, ale bez rezystora redukcyjnego znajdującego się zwykle w trzonku neonówki. Jeśli on się tam znajduje, to trzeba go delikatnie usunąć.

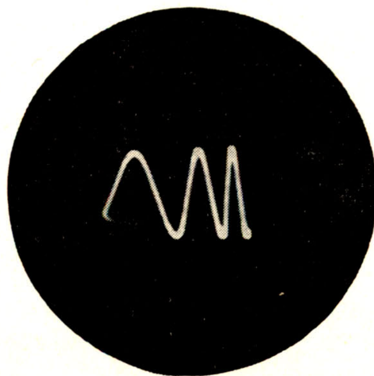
$U_z \cong 90$ V, napięcie gaśnięcia $U_g \cong 80$ V. Nie dziwmy się jednak, jeśli przy pomiarze otrzymamy wartości różniące się od powyższych więcej niż o 10 V: neonówki mają duży rozrzut parametrów. Nawet ten sam egzemplarz zmienia swoje parametry w zależności od temperatury i ilości padającego światła.

Doświadczenie wykonamy zgodnie z układem połączeń z rys. 102. Na rezystorze R_1 w dzielniku napięcia spadek napięcia wynosi około 100 V. Tym napięciem przez rezystor R i potencjometr P ładowany jest kondensator $C_Ł$. Ponieważ napięcie jest stosunkowo duże, strumień elektronów odchyliłby się znacznie poza ekran. Dlatego przed płytkami odchylającymi z1 umieścimy kondensator C. Odcina on napięcie stałe od układu odchylającego. Gdy napięcie na kondensatorze $C_Ł$ osiągnie wartość napięcia zapłonu, neonówka zapala się, rozładowując w ten sposób kondensator. Neonówka gaśnie, gdy napięcie na kondensatorze spadnie do wartości napięcia gaśnięcia lampy. Ładowanie kondensatora rozpoczyna się na nowo. Napięcie na kondensatorze $C_Ł$ waha się między 80 i 90 V, a więc w granicach 10 V. Na ekranie powstaje kreska pozioma o długości około 25 mm. Różnicę napięć, od której zależy długość kreski – oznaczamy ją jako *oś czasu* – technicy nazywają *napięciem podstawy czasu* lub *napięciem relaksacyjnym*. Rys. 103 podaje przebieg napięcia na kondensatorze ładującym lub inaczej kondensatorze relaksacyjnym.

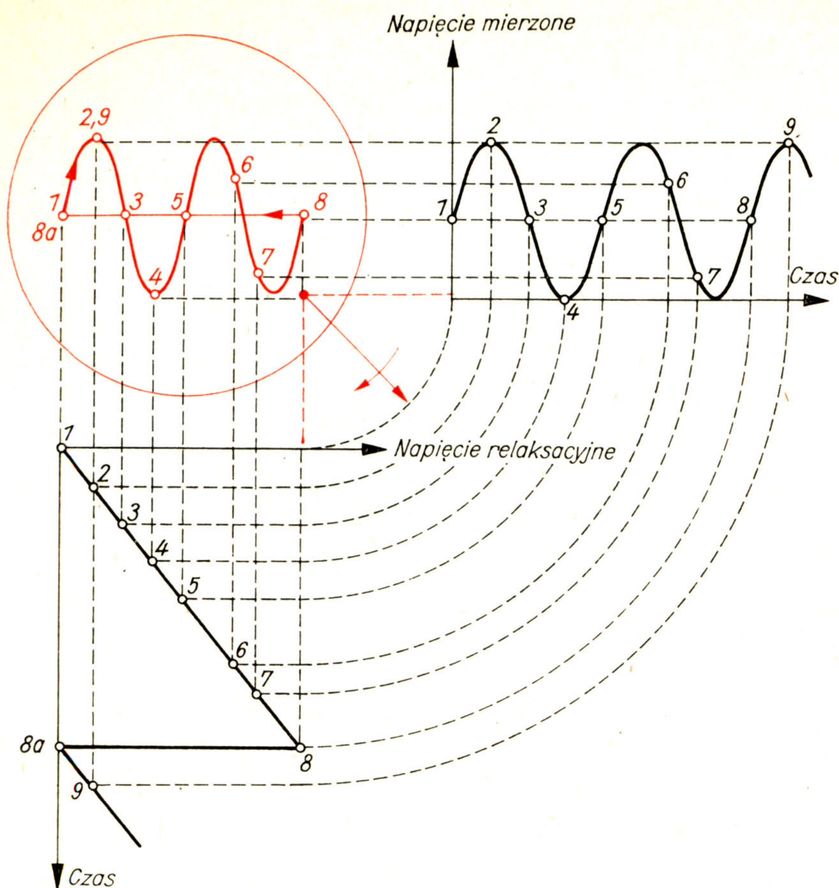
Teraz przyłożymy napięcie zmienne 5 V do jeszcze nie wykorzystanych zacisków płytek pomiarowych *m1* i *m2*. Na ekranie pojawia się – wprawdzie trochę zniekształcona – znana krzywa napięcia zmiennego (por.



Rys. 103
Przebieg napięcia na kondensatorze ładującym $C_Ł$



Rys. 104
Oscylogram napięcia zmiennego



Rys. 105
W ten sposób napięcie mierzone i napięcie podstawy czasu składają się na przebieg widoczny na ekranie

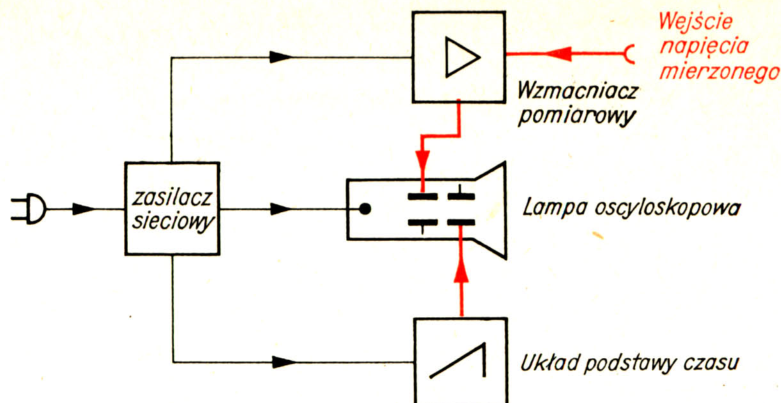
rys. 104). Przyczyną zniekształcenia jest nieliniowy przebieg napięcia. Za pomocą potencjometru możemy powiększać lub zmniejszać *prędkość odchylania* strumienia elektronów i w ten sposób odtwarzać na ekranie większą lub mniejszą liczbę drgań napięcia zmiennego.

Na przedstawionym na rys. 104 *oscylogramie* można rozróżnić trzy pełne okresy napięcia o częstotliwości 50 Hz. *Częstotliwość podstawy czasu* musi zatem być równa 1/3 częstotliwości napięcia mierzonego, a więc 16 $\frac{2}{3}$ Hz. Z rys. 105 wynika, w jaki sposób przyłożone napięcie podstawy czasu i sinusoidalne napięcie zmienne dają obraz widoczny na ekranie.

Budujemy oscyloskop katodowy

Bardzo często zdarzają się tak małe napięcia, że strumień elektronów nie jest przez nie odchylany w sposób widoczny. Trzeba je uprzednio wzmocnić we *wzmacniaczu pomiarowym*. W związku z tym oscyloskop składa się z czterech zespołów: zasilacza sieciowego, lampy kineskopowej, układu podstawy czasu i wzmacniacza pomiarowego. Rys. 106 przedstawia schemat blokowy oscyloskopu, który zbudujemy.

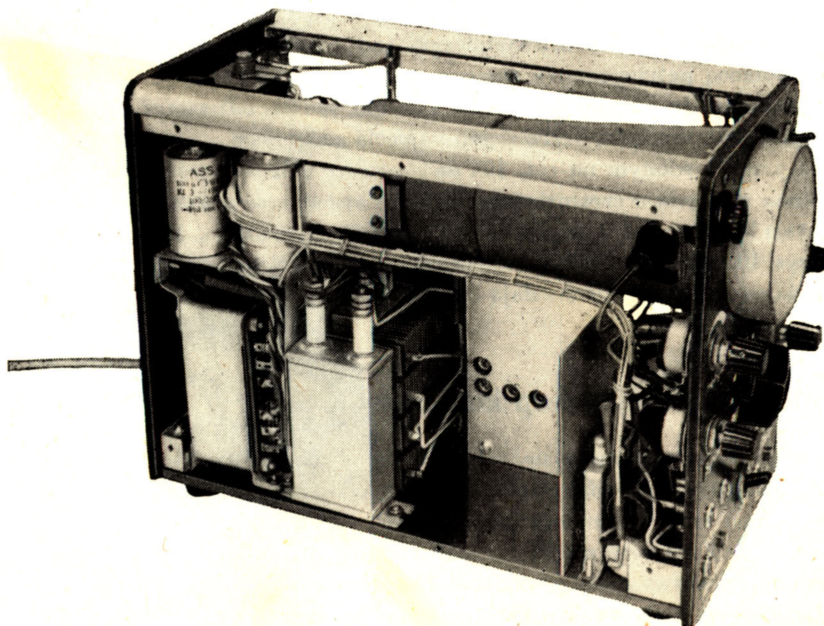
Rys. 106
Schemat blokowy
oscyloskopu



Zaczynamy od zasilacza

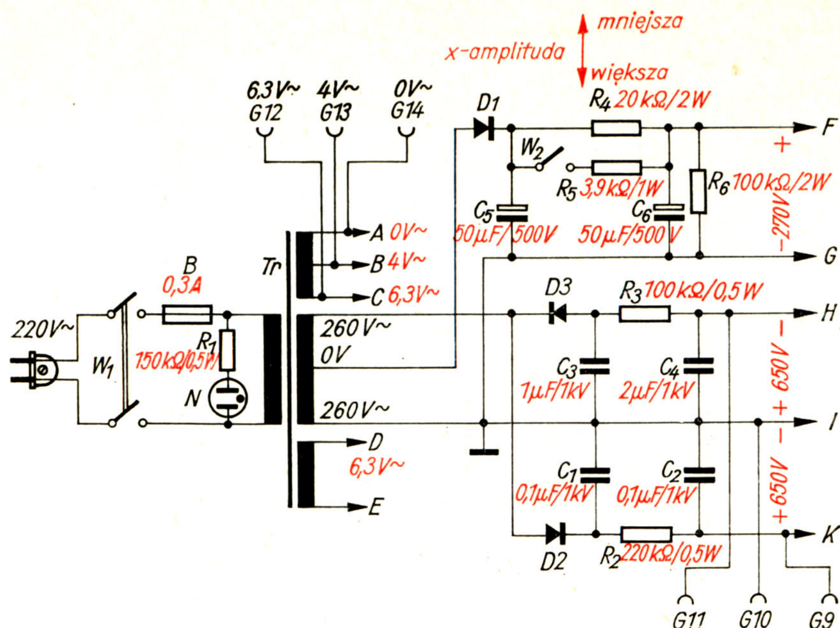
Rys. 107 i 108 przedstawiają oscyloskop katodowy, a rys. 109 jego układ połączeń. Z prawej strony schematu u dołu rozpoznajemy zasilacz, który zasila odpowiednimi napięciami lampę oscyloskopową L1. Układ podstawy czasu widzimy po lewej stronie u dołu. Wzmacniacz pomiarowy znajduje się po lewej stronie u góry. Najpierw zbudujemy zasilacz sieciowy. Jego układ połączeń podany jest raz jeszcze na rys. 110.
W modelu użyto transformatora typu M85 VEB Elektro-Feinmechanik Mittweida (napięcie pierwotne: 127/220 V, napięcie wtórne: 2 × 260 V/50 mA, 6,3 V/2,5 A i 4/6,3 V/1,1 A). Możemy też sami obliczyć i zbudować

Rys. 107
Oscyloskop, widok
od strony lewej

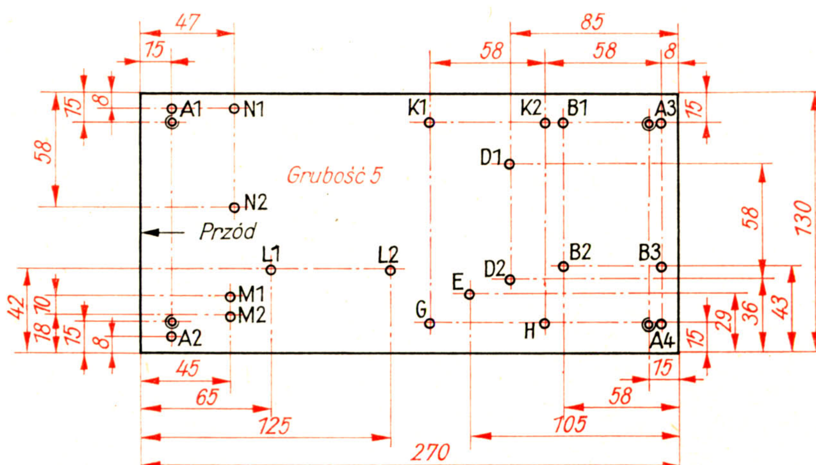


Rys. 108
Oscyloskop, widok od strony prawej

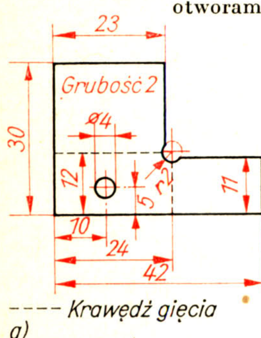
Rys. 109
Układ połączeń oscyloskopu

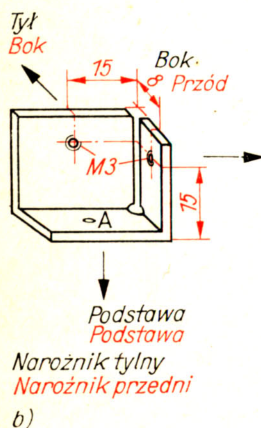


Rys. 110
Układ połączeń zasilacza sieciowego oscyloskopu



Rys. 111
Podstawa oscyloskopu (widok z góry)



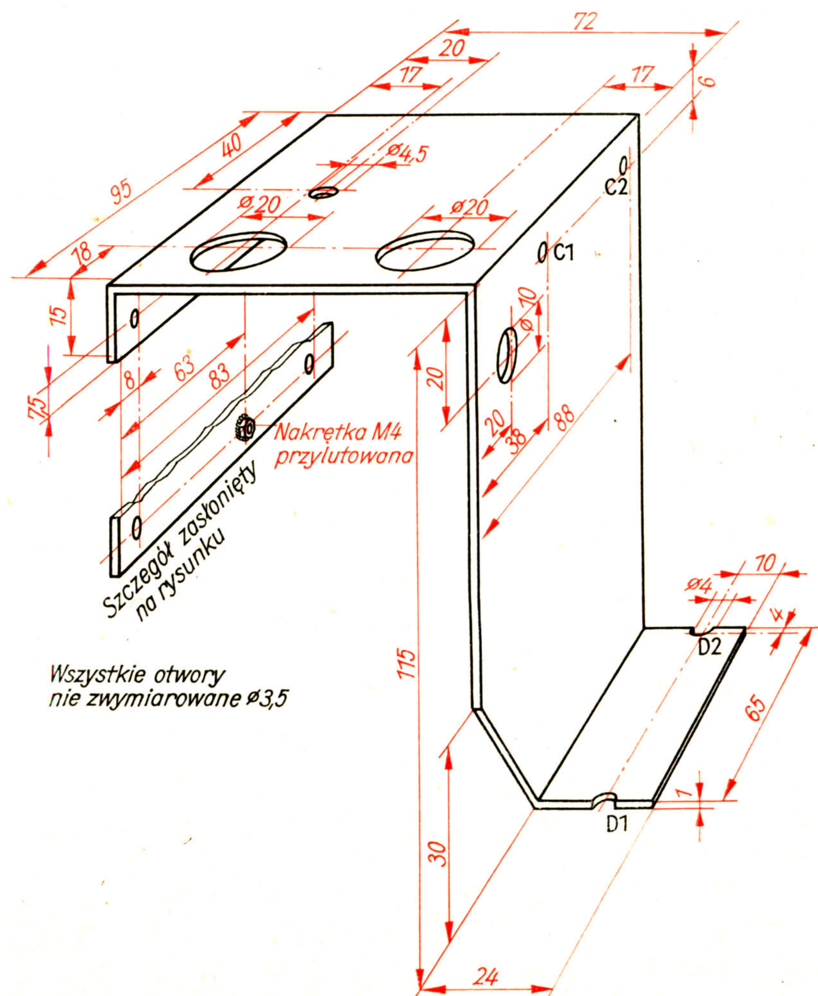


Rys. 112
Narożnik (cztery sztuki, stanowiące parami lustrzane odbicia):
a) materiał;
b) po wygięciu, z nagwintowanymi otworami

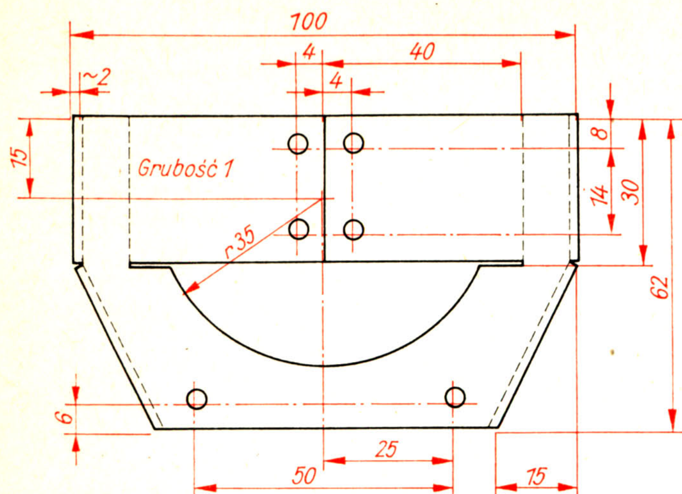
taki transformator, szczególnie, że takie transformatory nie są obecnie produkowane w Polsce[1]. Wyjścia *F* i *G* dają napięcie anodowe dla układu podstawy czasu i dla wzmacniacza pomiarowego. Jako *D1* zastosujemy prostownik selenowy 250 V, 100 mA. Rezystancję filtru można zmniejszyć z 20 kΩ na 3,26 kΩ za pomocą wyłącznika W_2. Zwiększa się przez to napięcie anodowe. R_6 zapobiega nadmiernemu naładowaniu kondensatora C_6 w stanie jałowym (bez obciążenia). Wyjścia *H* i *I* wiodą do dzielnika napięcia lampy oscyloskopowej. Aby uzyskać na ekranie możliwie jasny

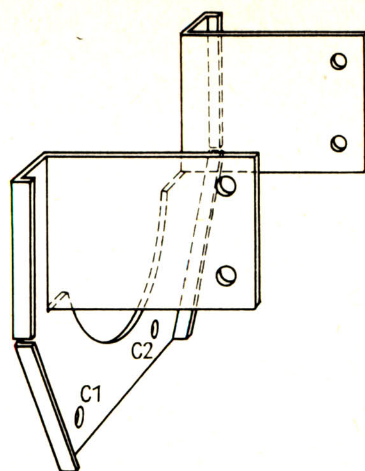
[1] Typem zbliżonym jest TSM (mniejszy) lub TSP (większy.)

obraz, podajemy napięcie dodatkowe na anodę przyśpieszającą lampy oscyloskopowej. Napięcie to uzyskujemy z uzwojenia 520 V. Prostownik jednopołówkowy *D2* prostuje tylko jedną połówkę napięcia zmiennego; drugą połówkę przepuszcza odwrotnie włączony prostownik *D3*. *D2* i *D3* pracują przeciwsobnie. Między punktami *H* i *K* mamy do dyspozycji napięcie podwojone w stosunku do punktów *H* i *I*. Kondensatory C_1 do C_4 muszą bezwzględnie wytrzymywać występujące na nich wysokie napięcie. Jako *D2* i *D3* użyjemy po dwa prostowniki 220 V, 30 mA połączone szeregowo. Uzwojenie *AC* jest źródłem napięcia żarzenia do lampy oscyloskopowej, uzwojenie *DE* dostarcza napięcie żarzenia do wzmacniacza i układu podstawy czasu. Aby w przyszłości z zasilacza móc zasilać również drugą lampę oscyloskopową, doprowadzamy wytworzone tu napięcia do łatwo dostępnych gniazdek radiowych *G9* do *G14*. Podstawę oscyloskopu wykonujemy zgodnie z rys. 111 z płyty izolacyjnej o grubości 5 mm. Wkrętami M3 przykręcamy gumowe nóżki w każdym z czterech gwintowanych otworów. Do przykręcenia ścian bocznych służą cztery narożniki



Rys. 113
Ekran z miękkiej blachy stalowej dla transformatora

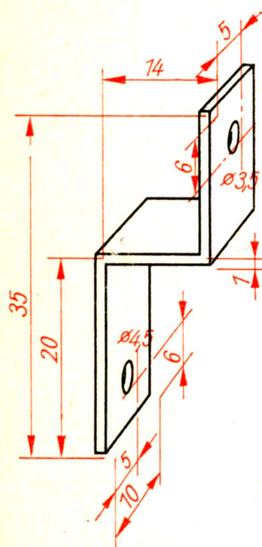




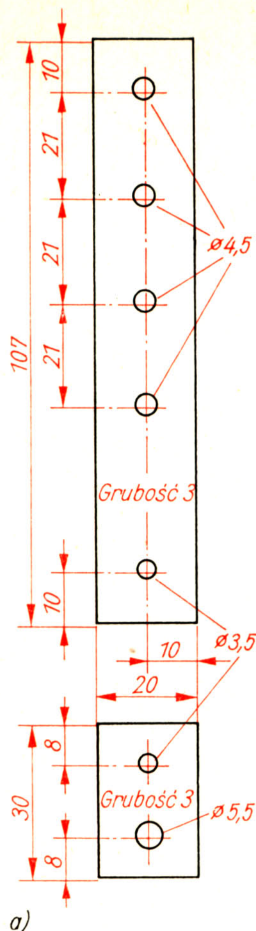
Rys. 114
Tylny uchwyt ekranu:
a) materiał przygotowany do wygięcia;
b) po wygięciu

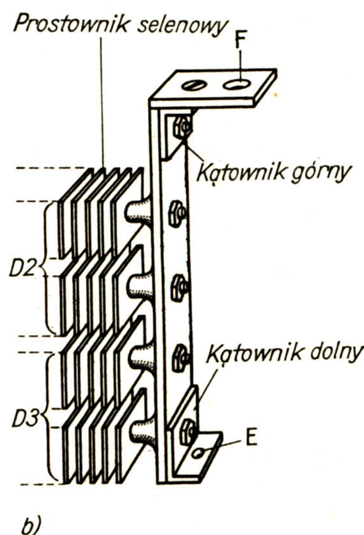
wycięte z blachy stalowej o grubości 2 mm (por. rys. 112), wygięte i zaopatrzone w gwintowane otwory. Należy pamiętać, aby wykonać dwa narożniki jako lustrzane odbicia pozostałych. Przykręcamy do podstawy dwa pomalowane narożniki w punktach A1 i A2. Używamy w tym celu wkrętów i nakrętek M3. Do tych narożników mocujemy później płytę czołową oscyloskopu. Trzeci narożnik przykręcimy razem z transformatorem w punkcie A3. Transformator przymocujemy ponadto w punktach B1, B2 i B3. Właściwe rozmieszczenie poszczególnych detali wynika z rys. 107 i 108. Odczepy transformatora 260 V, 0 V i 260 V oraz uzwojenie żarzenia 6,3 V będą później trudno dostępne. Dlatego od razu przylutujemy do nich pięć przewodów – każdy o długości około 20 cm. Zasilacz napięcia podstawy czasu i wzmacniacz należy zbudować na odrębnym chassis. Wykonamy je z miękkiej blachy stalowej o grubości 1 mm zgodnie z rys. 113. Chassis powinno jednocześnie ekranować częściowo transformator sieciowy. Otóż z rdzenia dławika lub uzwojenia transformatora rozchodzą się linie pola magnetycznego (patrz rozdz. 7). To rozproszone pole magnetyczne mogłoby powodować odchylanie toru strumienia elektronów w lampie oscyloskopowej i z kolei powodować zniekształcenie oscylogramu. Takie pola magnetyczne można ekranować częściowo lub całkowicie za pomocą materiałów magnetycznych o odpowiedniej grubości. W otwory o średnicy 20 mm wkładamy oba kondensatory C_5 i C_6 o pojemności 50 µF; prostownik selenowy *D1* 250 V, 100 mA należy zamontować wykorzystując sąsiedni otwór.

Następnie wykonamy tylny uchwyt ekranu lampy oscyloskopowej – również z miękkiej blachy stalowej o grubości 1 mm. Rys. 114a jest rysunkiem wymiarowym, rys. 114b podaje, jak należy wykonać gięcie. Uchwyt należy przykręcić do ekranu w punktach C1 i C2. Celem połączenia ekranu z transformatorem, należy poluzować obie górne śruby ściskające rdzeń, wygiąć i przewiercić dwa płaskowniki według rys. 115 i przykręcić je



Rys. 115
Uchwyty łączące transformator z ekranem





Rys. 116
Mocowanie prostownika wysokiego napięcia:
a) wsporniki prostownika;
b) w ten sposób mocujemy prostownik

następnie do transformatora według rys. 107. Razem z kondensatorem wysokiego napięcia C_3 o pojemności 1 μF mocujemy ekran na podstawie w D1 i D2 i łączymy go równocześnie wkrętami z poprzednio już zamontowanymi uchwytami transformatora (rys. 115).

Dla zamocowania obu dwuczęściowych prostowników wysokiego napięcia *D2* i *D3* należy wykonać następujące detale:

Wspornik dolny N1 o wymiarach: $a = 15$; $b = 8$; $c = 20$; $d = 1$, dla otworu i $e = 10$; dla otworu k $e = 5$; $f = 5$; $h = 3$; $i = 4{,}5$; $k = 3{,}5$.

Wspornik górny N1 o wymiarach: $a = 15$; $b = 10$; $c = 20$; $d = 1$; $e = 10$; $f = 5$; $h = 5$; $i = k = 3{,}5$ oraz dwa wsporniki z płyty izolacyjnej o grubości 3 mm według rys. 116a. Do części tych należy – jak widać z rys. 116b – przykręcić prostowniki. W E mocujemy uchwyt prostownika na podstawie, a w punkcie F zakładamy zacisk śrubowy kondensatora $C_2 = 0{,}1$ μF. Kondensator ten przykręcamy do podstawy w G. Ostatni narożnik przykręcimy w A4 do kondensatora C_4 o pojemności 2 μF. Kondensator ten z kolei przymocujemy wspólnie z C_2 w punkcie H. Kondensator $C_1 = 0{,}1$ μF zamocujemy w otworach K1 i K2.

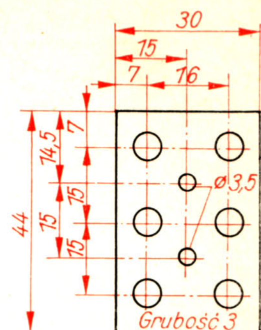
Rys. 117
Ściana tylna obudowy
oscyloskopu

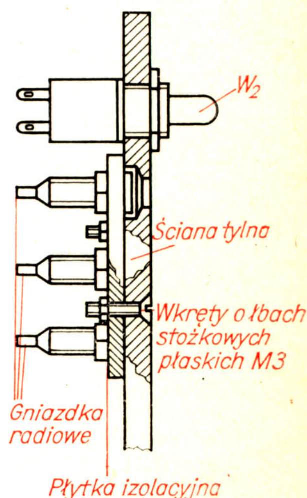


Następnie montujemy ścianę tylną obudowy. Na rys. 117 podano, jak należy przygotować w tym celu płytę izolacyjną o grubości 5 mm. Zastosujemy tu również dodatkową płytkę izolacyjną, aby nie dotknąć gniazdek pod wysokim napięciem przy operowaniu wyłącznikiem. Wymiary płytki podane są na rys. 118a. Płytkę mocujemy od wewnątrz na tylnej ścianie. Sześć otworów rozwiercamy tak, aby schowały się w nich kołnierze gniazdek. Rys. 118b przedstawia przekrój całości. W otworach o średnicy

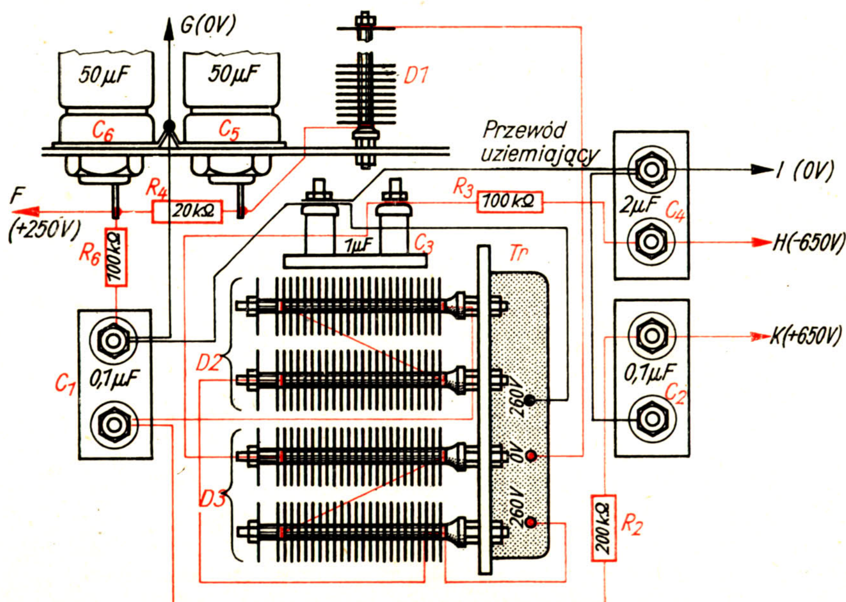
12 mm zakładamy łączniki przechylne jednobiegunowe: w W_2 wyłącznik przechylny poziomy, w Prz_1 przełącznik pionowy. Teraz można przykręcić tylną ścianę dwoma wkrętami M3 do narożników i jednym wkrętem M4 do ekranu transformatora. Sprawdzamy, czy stoi ona pionowo w stosunku do podstawy. Jeśli nie, należy zastosować dodatkowe podkładki.

Wykonajmy teraz połączenia elektryczne. Początkowo nie będziemy w ogóle ruszali pierwotnej strony transformatora sieciowego. Spróbujemy, nie patrząc na montażowy układ połączeń umieszczony na rys. 119, sami wykonać połączenia. Na zakończenie porównamy nasz sposób wykonania połączeń z podanym na rysunku. Końcówki wyłącznika *W2* i gniazdka radiowe celowo nie zostały podane na tym rysunku; mimo to znajdziemy bez trudności właściwe końcówki. Po sprawdzeniu połączeń, do uzwojenia pierwotnego transformatora (220 V) przykładamy najpierw (na wszelki wypadek!) napięcie 10 lub 20 V. Uzyskujemy je z wyjścia niskonapięciowego naszego zasilacza. Mierzymy teraz napięcia w gniazdkach. Zmierzymy również napięcie pomiędzy masą i biegunem dodatnim kondensatora elektrolitycznego C_6. Jeśli jesteśmy zadowoleni z wyników kontroli, możemy włączyć urządzenie na napięcie sieci. *Należy przy tym zachować największą ostrożność; z napięciem 1500 V nie ma żartów.* Jeśli chcemy jeszcze zmierzyć napięcie między gniazdkiem *G9* i *G10* lub *G10* i *G11*, potrzebne nam będą dwa przyrządy pomiarowe o jednakowej rezystancji wewnętrznej, połączone szeregowo. Zakresy obu przyrządów muszą sięgać co najmniej 400 V. Suma obu zmierzonych wartości daje wartość napięcia. Oczywiście można zmierzyć to napięcie także jednym przyrządem pomiarowym, lecz posiadającym odpowiedni zakres. Po odłączeniu od napięcia sieci, rozładowujemy poszczególne kondensatory przez rezystor około 5 kΩ. W ten sposób wykluczamy przykre niespodzianki.





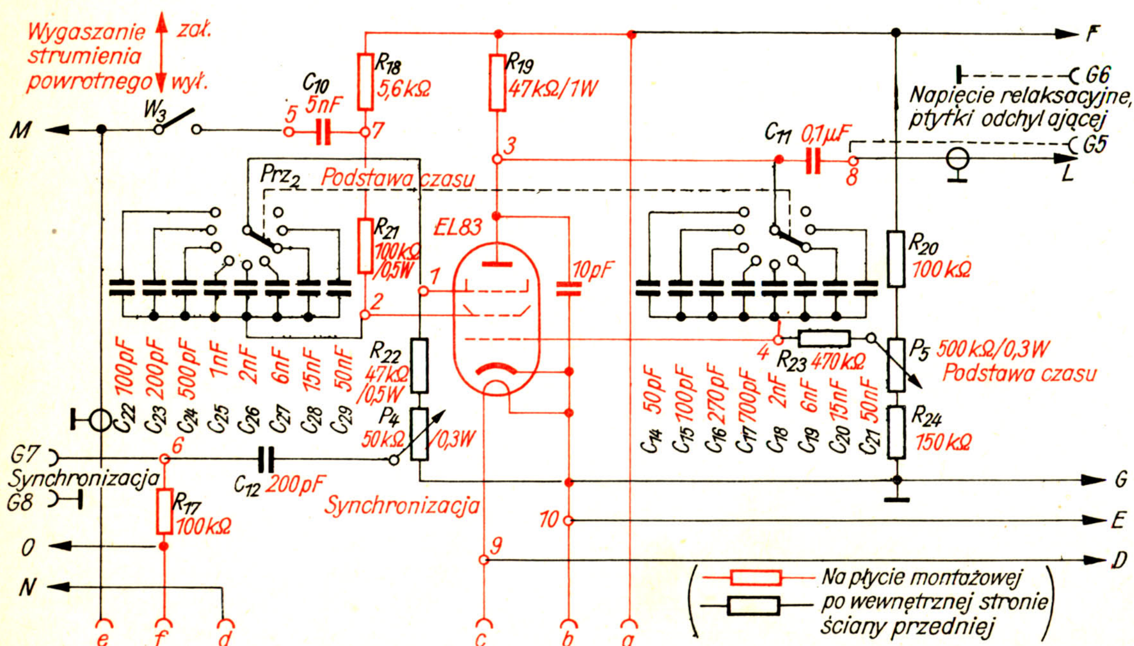
Rys. 118
W ten sposób zamocowana jest płytka izolacyjna na tylnej ścianie;
a) układ otworów;
b) płytkę mocujemy dwoma wkrętami o łbach stożkowych płaskich

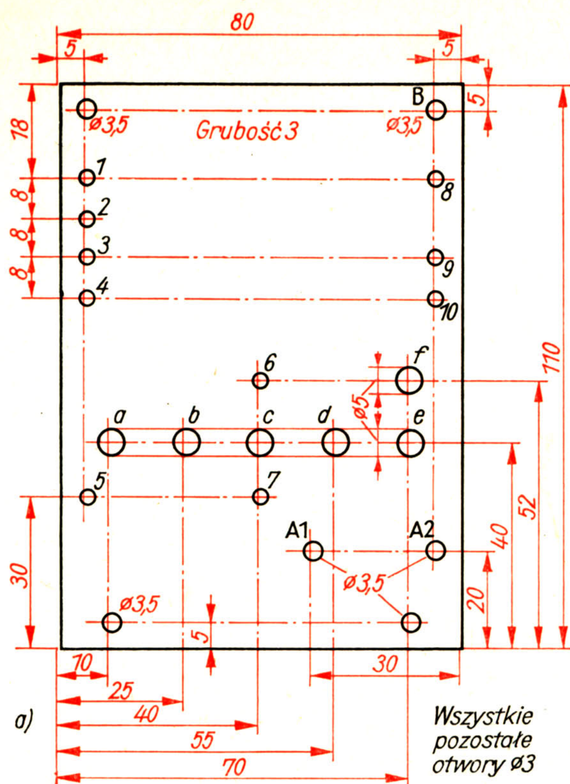


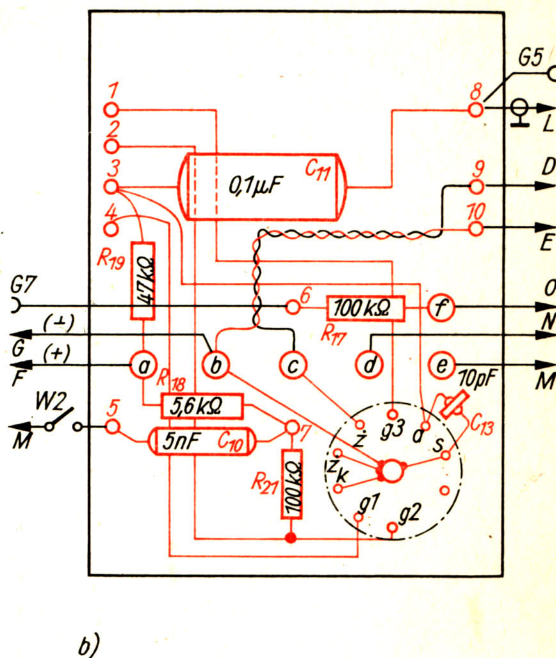
Rys. 119
Schemat montażowy (częściowy) zasilacza sieciowego

Układ podstawy czasu pokazano jeszcze raz oddzielnie na rys. 120. Trudno znaleźć tu jakieś podobieństwo do poprzednio omówionego układu z neonówką. Mimo to zasada działania i tutaj polega na ładowaniu i rozładowaniu kondensatora. Aby uzyskać szereg zakresów częstotliwości, użyto 8 kondensatorów (C_{14} do C_{21}), które mogą być używane jako kondensatory ładujące w układzie podstawy czasu. Przełącznikiem obrotowym Prz_2 przełączamy poszczególne kondensatory i nastawiamy w ten sposób zgrubnie częstotliwość w poszczególnych zakresach. Potencjometr P_5 = 500 kΩ służy do precyzyjnego nastawienia częstotliwości podstawy czasu, które wynoszą w poszczególnych zakresach 12 do 38 Hz; 35 do 95 Hz; 90 do 270 Hz; 250 do 850 Hz; 0,8 do 2,2 kHz; 2,0 do 6 kHz; 4,2 do 12 kHz i 13 do 38 kHz, przy czym najwyższa częstotliwość uzyskiwana jest przy najmniejszym kondensatorze ładującym. Nie będziemy wchodzić w szczegóły działania tego układu. Nazywany jest on *integratorem tranzytronowym* Millera. Należy wymienić tylko najważniejsze jego zalety: niewielki koszt elementów składowych, wysoka amplituda napięcia relaksacyjnego i dobra liniowość tego napięcia (w części narastającej). W punkty *E* i *D* wprowadzamy napięcie żarzenia, w *F* i *G* wprowadzamy napięcie anodowe z zasilacza sieciowego. W punkcie *L* uzyskujemy napięcie podstawy czasu, przez punkt *M* do cylindra Wehnelta idą impulsy wygaszające strumień powrotny lampy oscyloskopowej. Impulsy te można wyłączyć wyłącznikiem W_3. Bardzo często wymaga się stałej zależności pomiędzy napięciem mierzonym i napięciem podstawy czasu, czyli synchronizacji urządzenia

Rys. 120
Układ generatora
podstawy czasu



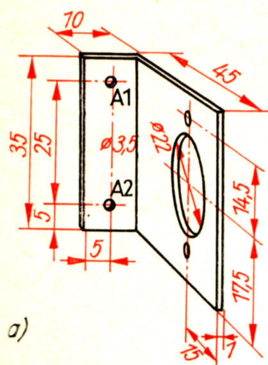




Rys. 121
Płyta montażowa generatora podstawy czasu:
a) rozmieszczenie otworów;
b) schemat montażowy

z częstotliwością mierzoną. Stopień synchronizacji nastawiamy potencjometrem $P_4 = 50$ kΩ. Do gniazdek od *a* do *f* przyłączymy później wzmacniacz pomiarowy. Wzmacniacza tego nie wbudujemy na stałe do przyrządu; wykonamy go osobno, jako zespół wymienny (rozwiązanie kostkowe).

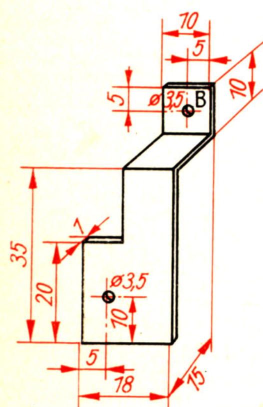
Przyjrzyjmy się budowie układu podstawy czasu. Wszystkie części i połączenia oznaczone kolorowo umieszczone są na płytce montażowej izolacyjnej grubości 3 mm wykonanej według rys. 121a. Pozostałe części zamocujemy później z przodu obudowy. W otwory 1 do 10 wnitujemy końcówki lutownicze, w otwory od *a* do *f* włożymy gniazdka radiowe. Zarówno końcówki, jak i gniazdka wystają w kierunku, z którego patrzymy. W A1 i A2 przykręcamy kątownik blaszany dla podstawki lampy. Wymiary kątownika podano na rys. 122. Przewody na płytce montażowej należy ułożyć zgodnie z rys. 121b. Płytkę montażową przykręcamy do podstawy w L1 i L2 za pomocą dwu wsporników znormalizowanych N1 (rys. 6) $a = 10$; $b = 17$; $c = 15$; $d = 1$; $e = 7{,}5$; $f = 5$; $h = 7$; $i = k = 3{,}5$. Płytkę przykręcamy w taki sposób, aby spoczęła równomiernie na podstawie. Płytkę montażową łączymy z wspornikiem prostownika wysokiego napięcia za pomocą kątownika wykonanego według rys. 122b. Kątownik łączymy z płytką montażową w punkcie B. Na rys. 123 podano sposób mechanicznego połączenia tych części. Płytkę izolacyjną i ekran (patrz

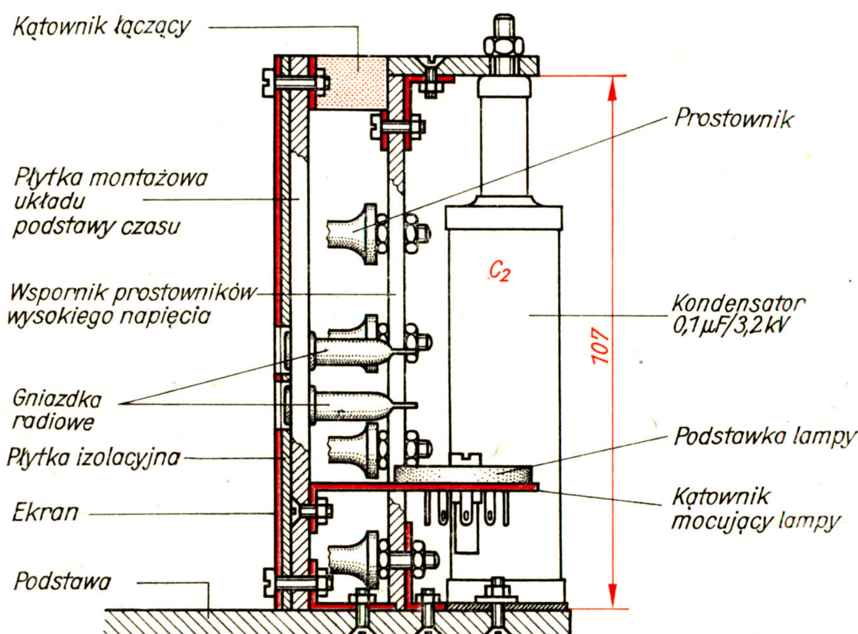


rys. 124 i 125) zamocujemy później. Następnie łączymy punkty *D*, *E*, *F* i *G* z zasilaczem sieciowym.

Teraz kolej na „oblicze" naszego oscyloskopu – płytę czołową. Wykonamy ją w ten sam sposób jak płytę czołową naszego zasilacza. Wygląd i wymiary podano na rys. 126. Jako materiału użyjemy przede wszystkim płyty izolacyjnej o grubości 5 mm. Do opisania takiej ściany potrzebne nam będą cztery małe szyldziki. Wykonamy je razem z płytą czołową. Rys. 127 wskazuje, jak te szyldziki wyglądają i gdzie je mamy przymocować.

Z puszki po konserwach należy wyciąć ekran według rys. 128. Przykręcimy go wraz z potencjometrem od wewnątrz na płycie. Po wywierceniu i opiłowaniu lub wycięciu otworu o średnicy 80 mm wykonujemy przede wszystkim uchwyt lampy oscyloskopowej (patrz rys. 129). Robimy to w ten sposób: na okrągły drążek o średnicy 75 mm nawijamy około 15 warstw papieru kreślarskiego („brystolu") w postaci pasków o szerokości 40 mm. Papier należy z jednej strony powlec cienką warstwą kleju acetonowego. Na ten zwój zakładamy dwie gumki i czekamy, aż wyschnie.

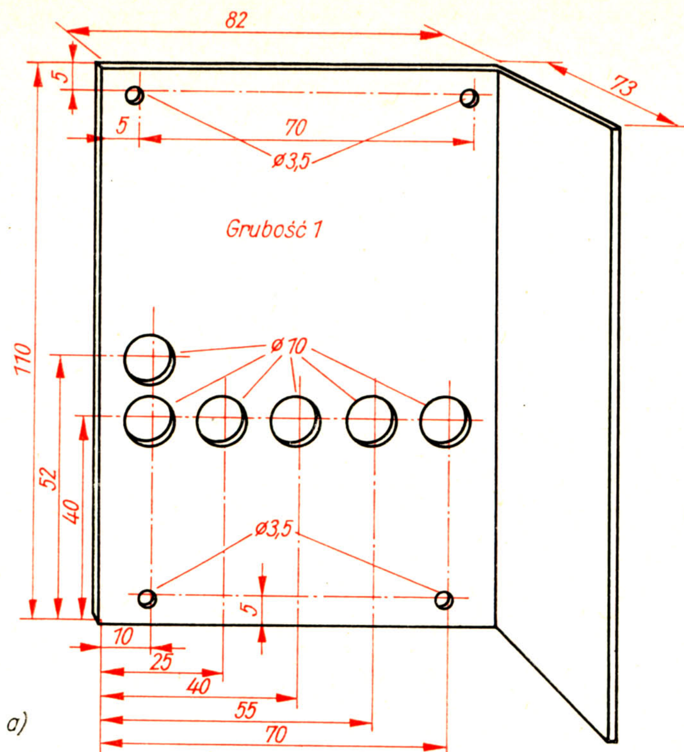




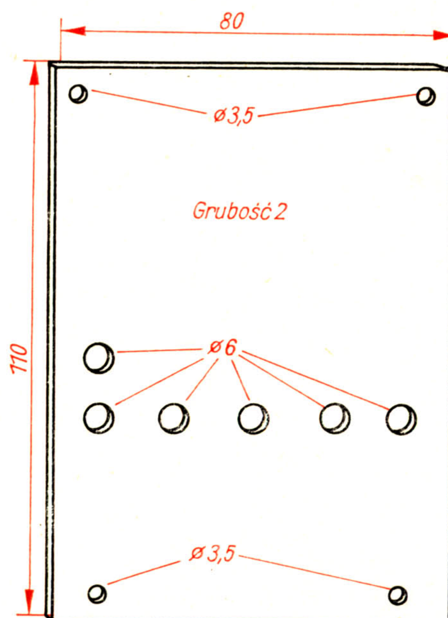
Rys. 122
Kątownik mocujący lampę (a) i kątownik łączący (b)

Rys. 123
W ten sposób należy montować na podstawie płytkę montażową, ekran i uchwyt prostownika

Następnie z jednej strony nawijamy ponowie 10 warstw papieru, o szerokości 15 mm. Oba końce zwoju muszą się z sobą idealnie schodzić. Tak przygotowany materiał pozostawiamy do wyschnięcia na 3 do 4 godzin. Następnie wagładzimy nierówności za pomocą pilnika. Możemy go też zrobić sami z małej deseczki, do której przykleimy grube płótno ścierne. Kiedy zwój pasuje już zarówno do otworu w płycie przedniej, jak i do lampy ocsyloskopowej, można go kilkakrotnie nasycić szelakiem. Po wykonaniu tych wszystkich czynności niech schnie przez 24 godziny.

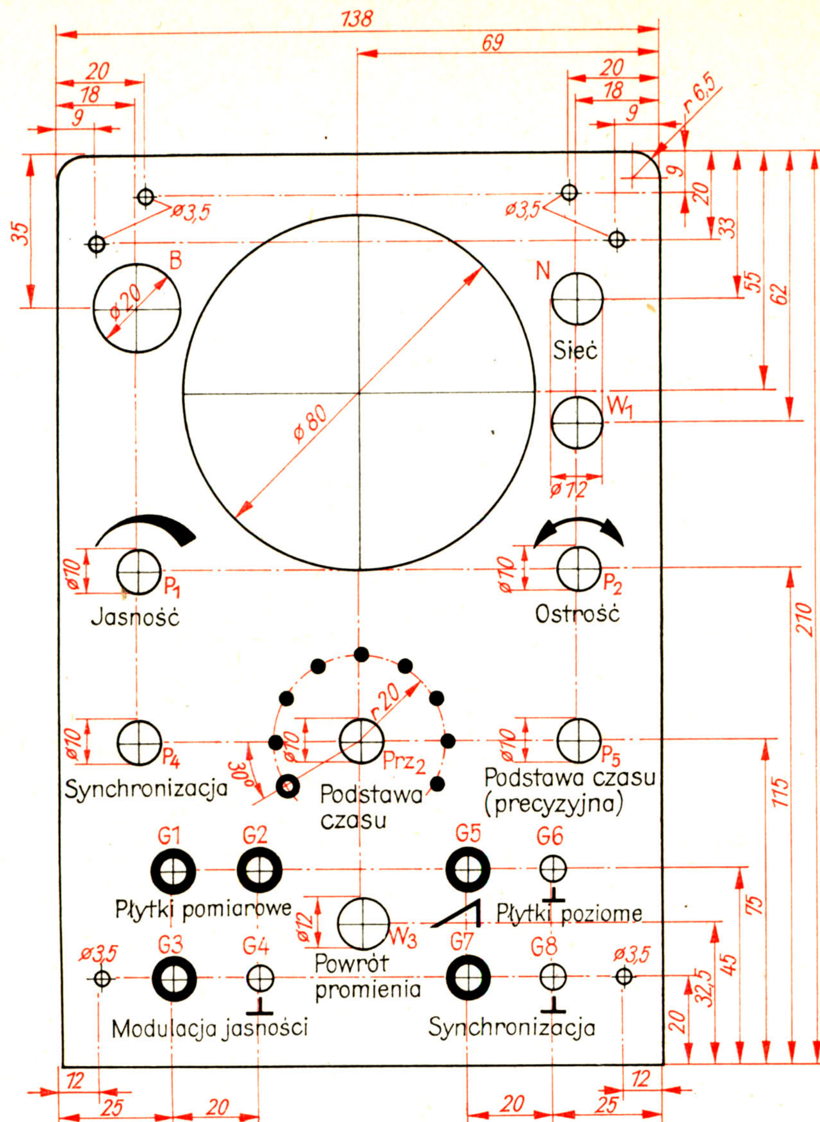


Rys. 124
Ekranowanie generatora podstawy czasu



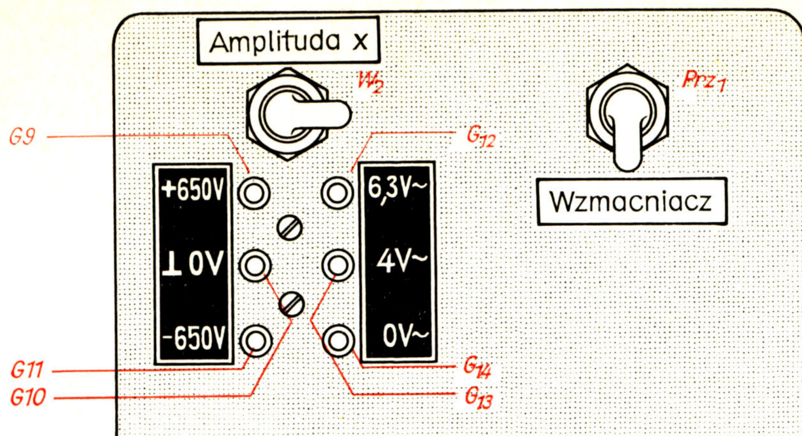
Rys. 125
Płytka izolacyjna układu podstawy czasu

Rys. 126
Negatyw płyty
czołowej oscyloskopu

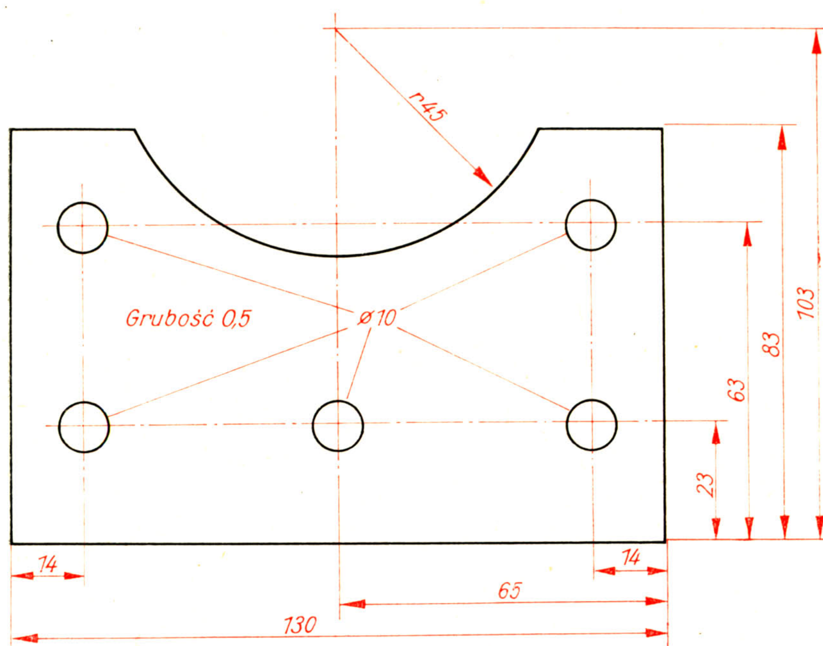


Układ połączeń lampy oscyloskopowej

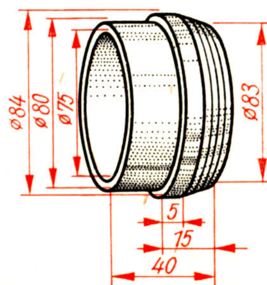
Tymczasem zajmiemy się przyłączeniem lampy oscyloskopowej. Układ zasilania lampy podany jest na rys. 130. Napięcie sieci doprowadzone jest przez *H* i *I*, napięcie przyśpieszające doprowadzone jest przez *I* i *K*. Dzielnik napięcia składa się nie tylko z dwu potencjometrów jak w naszym oscyloskopie prowizorycznym, lecz ponadto jeszcze z rezystorów. W ten sposób celowo ograniczamy zakresy regulacji. Płytkę czasową *z1* (końcówka 10) możemy spolaryzować dodatnio lub ujemnie w stosunku do płytki *z2* o potencjale masy (końcówka 11) za pośrednictwem potencjometru P_3. Dzięki temu możemy dowolnie przesuwać strumień elektronów



Rys. 127
W ten sposób należy opisać tylną ścianę

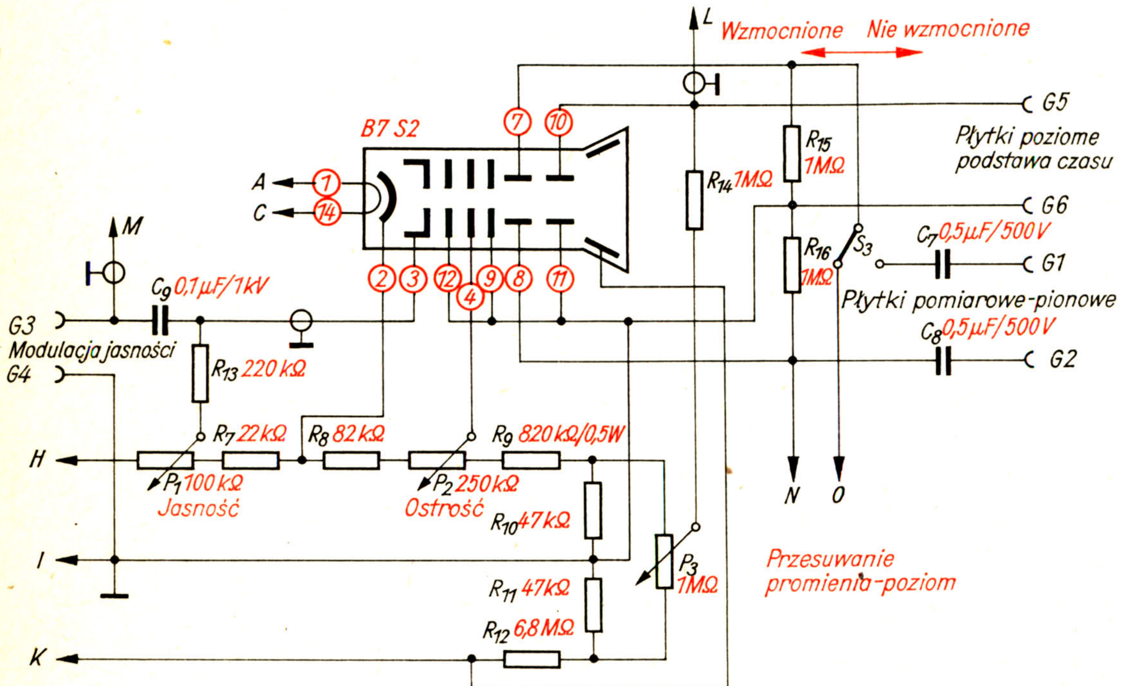


Rys. 128
Ekran z puszki po konserwach



Rys. 129
Przedni uchwyt lampy oscyloskopowej

w lewo lub w prawo. Umocowany już wcześniej na tylnej ścianie przełącznik umożliwia włączenie płytek pomiarowych albo bezpośrednio na wejście (gniazdka *G1* i *G2*) albo na wyjście wzmacniacza (przewód *O*). Z gniazdek *G5* i *G6* można uzyskać napięcie podstawy czasu. Przy wyłączonym układzie podstawy czasu przez gniazdka te można wprowadzić na płytki odchylające napięcie zewnętrzne, na przykład jakieś specjalne napięcie podstawy czasu. Cylinder Wehnelta (końcówka 3) jest połączony z gniazdkiem *G3* przez ekranowany kabel i kondensator C_9 oraz z potencjometrem do regulacji jasności przez rezystor R_{13}. Człon *RC* przypomina zwyczajne wejście wzmacniacza. Nic dziwnego, przecież cylinder Wehnelta spełnia podobną rolę jak siatka sterująca w normalnej lampie.



Rys. 130
Schemat przyłączenia
lampy oscyloskopowej

Jasność strumienia elektronów można regulować wprowadzając napięcia zmienne przez gniazdka *G3* i *G4*. Wejściem tym zainteresujemy się szczególnie w rozdziale pt. „Telewizja".

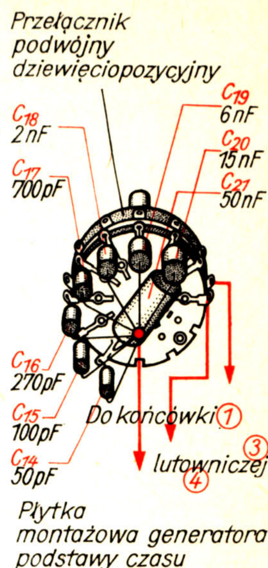
Tymczasem wysechł już uchwyt lampy oscyloskopowej. Możemy ją od wewnątrz włożyć w płytę czołową przyrządu i umocować.

Na płycie czołowej znajdują się podzespoły układu podstawy czasu, dzielnika napięcia lampy oscyloskopowej, jak również wyłącznik główny, bezpiecznik sieciowy i neonówka kontrolna. Kondensatory podstawy czasu o napięciu pracy 250 V zgodnie z rys. 131 lutujemy bezpośrednio na przełączniku Prz_2. W tej samej kolejności montujemy nad nimi kondensatory C_{22} do C_{29}. Kompletny plan prowadzenia przewodów na ścianie przedniej podano na rys. 132. Ekran przykręcamy jednocześnie z czterema potencjometrami i przełącznikiem. Dwa wkręty M3 łączą z podstawą

płytę czołową z częściowo poprowadzonymi przewodami. Zanim wykonamy wszystkie połączenia, musimy jeszcze przymocować potencjometr P_3 = 1 MΩ służący do przesuwania promienia. Potencjometr mocujemy w M1 i M2 na podstawie za pomocą wspornika N1 (rys. 6) – $a = 20$; $b = 30$; $c = 20$; $d = 1$; $e = 10$; $f = 5$; $g = 15$; $h = 10$; $i = 3{,}5$; $k = 10$.

Następnie wlutujemy brakujące jeszcze połączenia generatora drgań podstawy czasu. Od wyłącznika ruchu powrotnego W_3 do gniazdka radiowego *e* prowadzi przewód ekranowany. Zwykły przewód prowadzi do końcówki lutowniczej 5. Gniazdko *G7* łączymy z końcówką 6, gniazdko *G5* z końcówką 8. Cztery krótkie przewody lutujemy między końcówkami 1, 2, 3, 4 i blokiem kondensatorów na przełączniku. Następnie układamy połączenia przewodowe podstawki lampy.

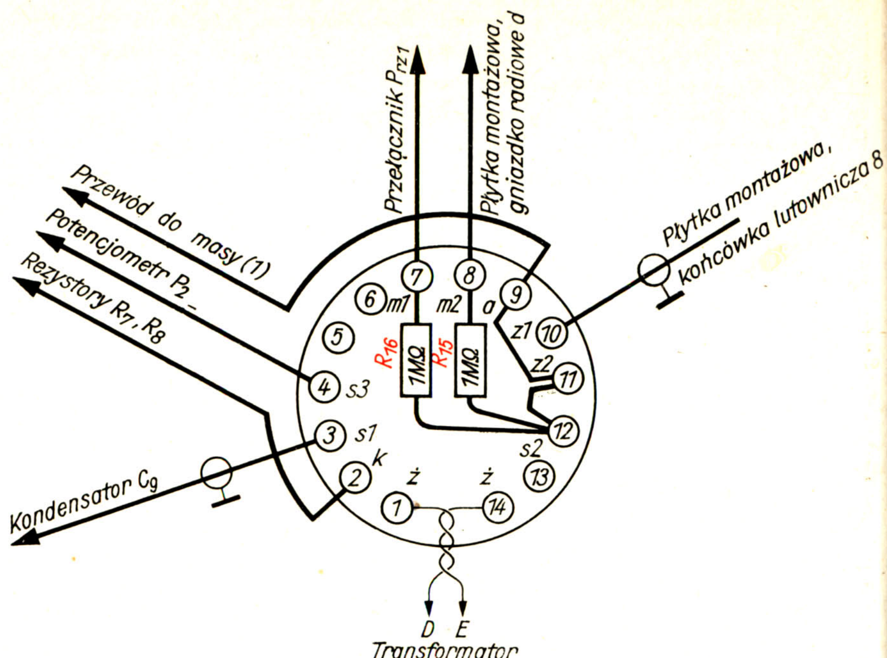
Rys. 133 przedstawia sposób połączenia lampy oscyloskopowej ze współpracującymi zespołami. Uzwojenie transformatora 4/6, 3 V łączymy

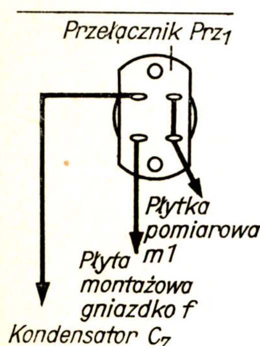


Rys. 131
W ten sposób należy przylutować kondensatory podstawy czasu

Rys. 132
Schemat połączeń na ścianie przedniej

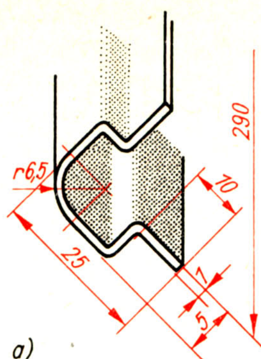
Rys. 133
W ten sposób doprowadzamy przewody do podstawki lampy oscyloskopowej

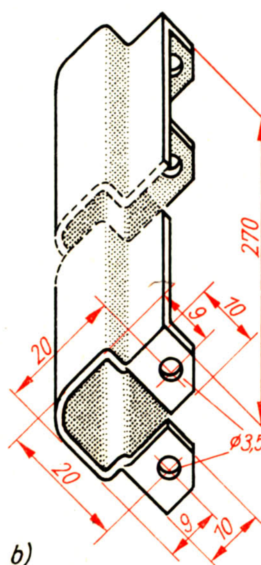


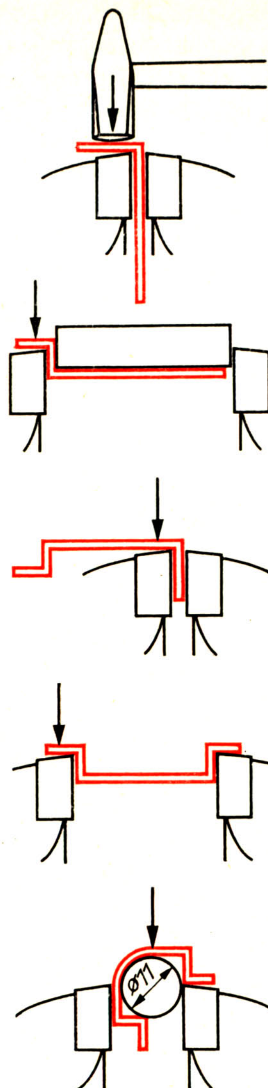


Rys. 134
W ten sposób doprowadzamy przewody do przełącznika *Prz 1*

skręconymi przewodami z końcówkami 1 i 14. Wspólnie prowadzimy przewody do katody *k*, siatki ogniskującej *s3* i anody *a* (masa). Oddzielnie od nich prowadzimy ekranowany przewód od końcówki 8 do płytki odchylającej *z1* (10). Nie połączony jeszcze przełącznik Prz_1 (ściana tylna) łączymy z płytką odchylającą *m1* (7) i gniazdkiem radiowym *f* na płytce montażowej generatora podstawy czasu (porównaj rys. 134). Teraz należy do każdego z gniazdek *G1* i *G2* przylutować kondensatory, każdy po 0,5 μF; kondensator połączony z *G1*, łączymy z drugiej strony z Prz_1; kondensator połączony z *G2* łączymy z gniazdkiem *d* na płytce montażowej. Pozostało jeszcze zamontowanie kondensatora $C_9 = 0{,}1\,\mu$F. Przykręcimy go za pomocą N1 do podstawy. Jeden biegun doprowadzamy przewodem ekranowanym do zacisku wyłącznika ruchu powrotnego W_3. Zacisk ten połączyliśmy już wcześniej z gniazdkiem płytki montażowej *e*. Od drugiej końcówki kondensatora również ekranowany przewód prowadzi do cylindra Wehnelta *s1* w lampie oscyloskopowej i do rezystora $R_{13} = 220$ kΩ na płycie czołowej. Potencjometr służący do przesuwania promienia przyłączamy następująco: środkową końcówkę łączymy z rezystorem $R_{14} =$ 1 MΩ, którego drugi koniec łączymy z końcówką lutowniczą 8. Jedną końcówkę skrajną potencjometru dołączamy pomiędzy rezystory R_9 i R_{10} umieszczone na płycie czołowej, natomiast drugą przylutujemy pomiędzy dwa rezystory ($R_{11} = 47$ kΩ, $R_{12} = 6{,}8$ MΩ). Rezystor 47 kΩ dołączamy do masy, natomiast rezystor 6,8 MΩ do kondensatora wysokiego napięcia $C_2 = 0{,}1\,\mu$F (połączenie *K*). Przykręcamy tam również giętkie połączenie z wtyczką dla podawania napięcia przyśpieszenia dodatkowego. Napięcia zasilające wprowadzamy na ścianę przednią wiązką przewodów z zasilacza (połączenia *F*, *H*, *I*). Przewód zasilający – do wyłącznika





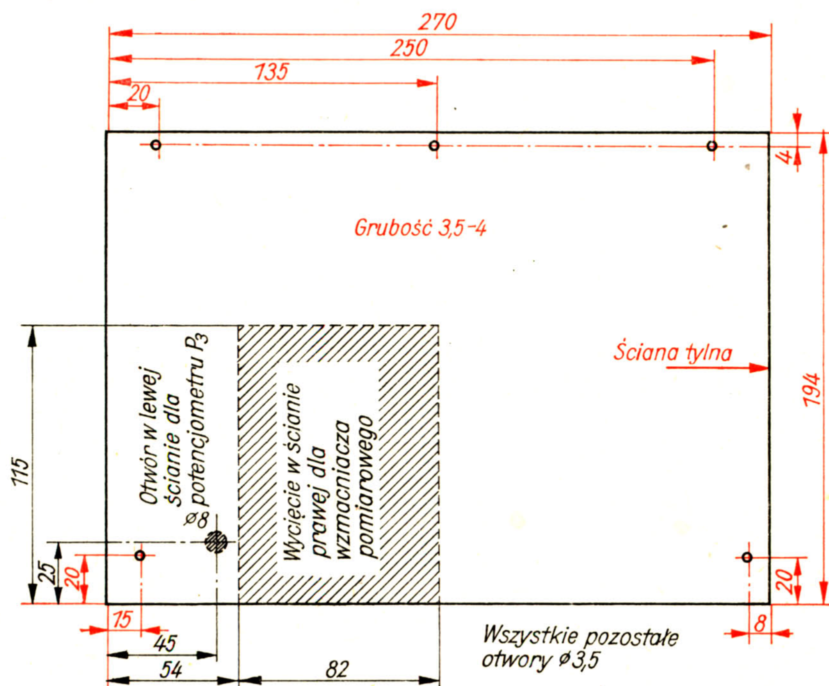


Rys. 135
Wsporniki obudowy: przekrój (z lewej u góry); wspornik (z lewej u dołu); w ten sposób wyginamy wsporniki obudowy (z prawej)

głównego W_1 – wsuwamy przez otwór A w ścianie tylnej. Układamy skręcony przewód od neonówki N i bezpiecznika B do końcówek uzwojenia pierwotnego transformatora.

Teraz poluzujemy raz jeszcze połączenia śrubowe na płycie montażowej generatora podstawy czasu, umocujemy płytkę izolacyjną i ekran, który przyłączamy do masy. Płyta czołowa umocowana jest jeszcze bardzo niepewnie. Trzeba usztywnić ją dwoma wspornikami połączonymi ze ścianą tylną. Jako materiału na wsporniki użyjemy dwóch pasków z blachy stalowej miękkiej, o szerokości 50 mm i długości 290 mm. Rys. 135 podaje profil, który należy uzyskać; podaje też, jak stopniowo go wykrępować. Po wygięciu wspornika na obu końcach robimy piłką do metalu nacięcia, usuwamy środek i odginamy oba pozostałe paski długości 10 mm (patrz

rys. 135), wygładzamy pilnikiem i przewiercamy otwory. Następnie skręcamy je mocno ze ścianą przednią i tylną. Zgodnie z rys. 136 wykonujemy obie ściany boczne z płyty izolacyjnej o grubości 4 mm. W jednej wycinamy prostokąt o wymiarach 115 mm (wysokość) i 82 mm (szerokość). Jest to wycięcie, w którym umieścimy wzmacniacz pomiarowy. W drugiej wiercimy otwór o średnicy 8 mm. W otwór ten włożymy oś potencjometru przesuwu promienia. Przykręcamy obie płyty do narożników i zaznaczamy na wspornikach położenie trzech górnych otworów. Wierzch oscyloskopu wykonamy z takiego samego materiału. Ma on tę samą długość co ściany boczne i 106 mm szerokości. Wzdłuż dłuższych krawędzi wiercimy w odległości 4 mm od brzegu po 3 otwory o średnicy 3,5 mm; jeden w środku, dwa w odległości 20 mm od krótszych boków. Kładziemy wierzch na wspor-



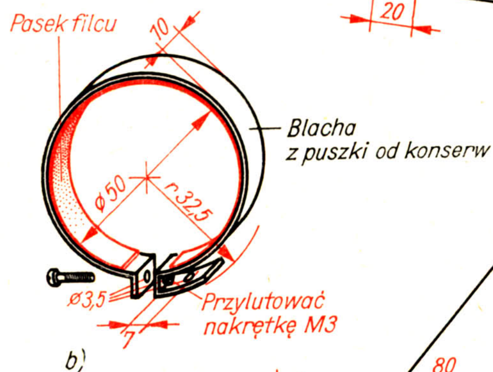
Rys. 136
Ściany boczne obudowy

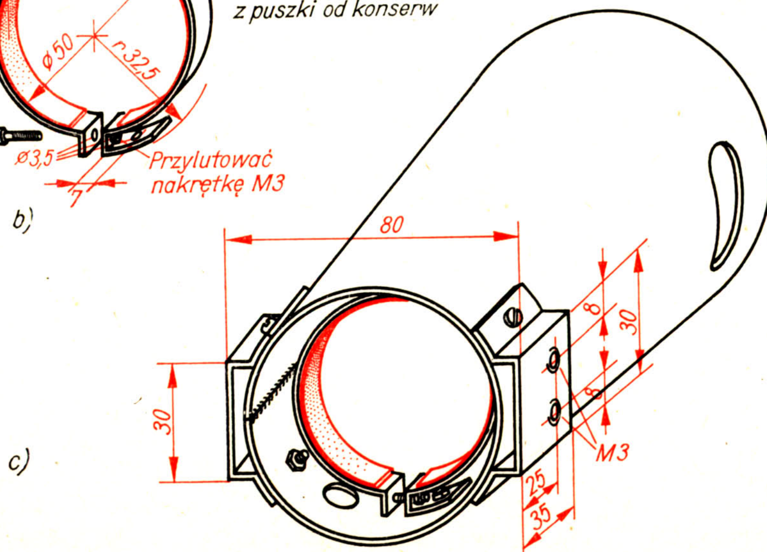
nikach i zaznaczamy analogicznie sześć otworów. Następnie odkręcamy wsporniki, w każdym wykonujemy 6 otworów o średnicy 3,5 mm. Od wewnątrz, dokładnie w świetle otworów, przylutujemy nakrętki M3. Wreszcie malujemy wsporniki i montujemy je ponownie. Na płytce stanowiącej wierzch zakładamy solidny uchwyt. Aby zapobiec nadmiernemu nagrzewaniu oscyloskopu, wykonujemy w ścianie wierzchniej i jednej ze ścian bocznych kilka otworów wentylacyjnych.

Zakładamy wreszcie lampę oscyloskopową. Jako uchwyt dla niej służy *walec ekranujący*, który osłania promień katodowy przed wpływami wszelkich pól magnetycznych. Takie ekrany wykonuje się przemysłowo z cienkościennych materiałów specjalnych. Są one stosunkowo drogie, ale taki ekran możemy sobie zrobić. Z blachy stalowej miękkiej o grubości

co najmniej 1,5 mm wycinamy profil według rys. 137a. Wygniemy go następnie w stożek ścięty i zlutujemy. Potrzebna jest nam w tym celu lutownica o dużej mocy. Wewnątrz przykręcimy obejmę, wyłożoną filcem. Filc należy przykleić. Obejmę wykonamy z puszki po konserwach (rys. 137b). Na zewnątrz ekranu wykonamy dwa mostki z tego samego materiału co ekran. Gotowy ekran lampy przedstawia rys. 137c. Wsuwamy go przez nasadę przedniego uchwytu lampy i przykręcamy czterema wkrętami

Rys. 137
Walec ekranujący lampę oscyloskopową

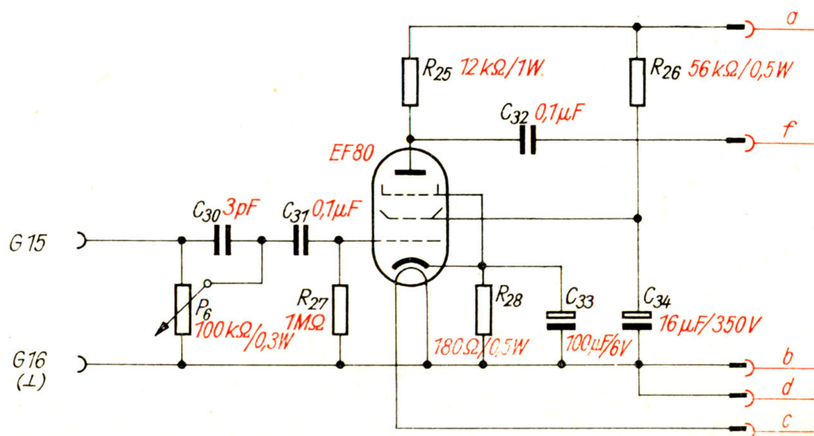




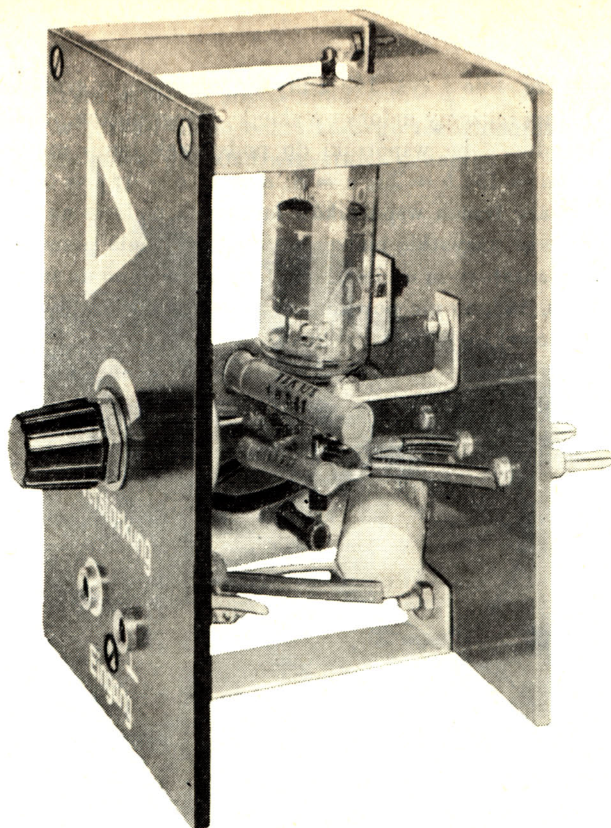
M 3 do tylnego uchwytu. Teraz należy z przodu włożyć lampę oscyloskopową, nasadzić podstawkę lampy i wcisnąć kontakt przyśpieszenia dodatkowego. Włożyliśmy już bezpiecznik i lampę generatora podstawy czasu. Nic nie stoi zatem na przeszkodzie, aby wykonać próbę działania.
Przełącznik PODSTAWA CZASU przekręcony jest w lewo, do oporu. Potencjometry JASNOŚĆ i OSTROŚĆ są mniej więcej w położeniu środkowym, dźwigienka wyłącznika Prz_1 na tylnej ścianie odchylona jest ku górze. Włączamy napięcie. Po około pół minucie na ekranie lampy pojawia się plamka świetlna, którą możemy nastawiać jaśniej lub ciemniej, jak również możemy regulować jej ostrość. Obracając potencjometrem umieszczonym z prawej strony przekonamy się, że promień katodowy daje się przesuwać poziomo. Ustawiamy go w środku. Następnie obracamy przełącznik PODSTAWA CZASU o jedną pozycję w prawo. Punkt świetlny przesuwa się po ekranie. Potencjometrem PODSTAWA CZASU (REGULACJA PRECYZYJNA) możemy zmieniać prędkość odchylania. Na wejście POMIAR podajemy napięcie zmienne 10 albo 20 V. Napięcie to zostanie odtworzone w postaci znanej krzywej. Przekręcając przełącznik PODSTAWA CZASU o jedno położenie dalej, będziemy się starali zatrzymać obraz jednego okresu napięcia zmiennego. Następnie włączamy wyłącznik POWRÓT. Linia powrotu zanika teraz prawie zupełnie. Jeśli napięcie zmienne przyłożone do płytek pomiarowych podamy również na wejście JASNOŚĆ – MODULACJA, połówka krzywej zostanie zaciemniona. Jasność promienia nie może być przy tym zbyt duża. Jeśli wynik tej próby nas zadowoli, przykręcamy boki i wierzch.

Budujemy wzmacniacz pomiarowy

W porównaniu z ciężką pracą przy budowie oscyloskopu, konstrukcja wzmacniacza jest właściwie rozrywką. Jego układ połączeń znajdziemy na rys. 138. Nie nastręcza on żadnych trudności w wykonaniu, to też nie musimy go szerzej omawiać.
Rys. 139 przedstawia gotowy wzmacniacz. Ścianę przednią i tylną wyko-



Rys. 138
Schemat wzmacniacza pomiarowego oscyloskopu



Rys. 139
Tak wygląda wzmacniacz pomiarowy do naszego oscyloskopu

Rys. 140
Ściana przednia i tylna wzmacniacza pomiarowego

5
5
5
ø3,5
ø3,5
Grubość 3
P6
ø10
115
G15
G16
ø6
50
ø 3,5
20
12
30
40
50
80

5
5
5
Grubość 3
ø3,5
109
f
Gwint odpowiednio do użytej wtyczki bananowej
e
d
c
b
a
60
51
39
ø3,5
5
17
29
10
25
40
55
70
80

Rys. 141
Wsporniki obudowy łączące ścianę przednią i tylną:
a) wspornik górny (2 sztuki);
b) wspornik dolny

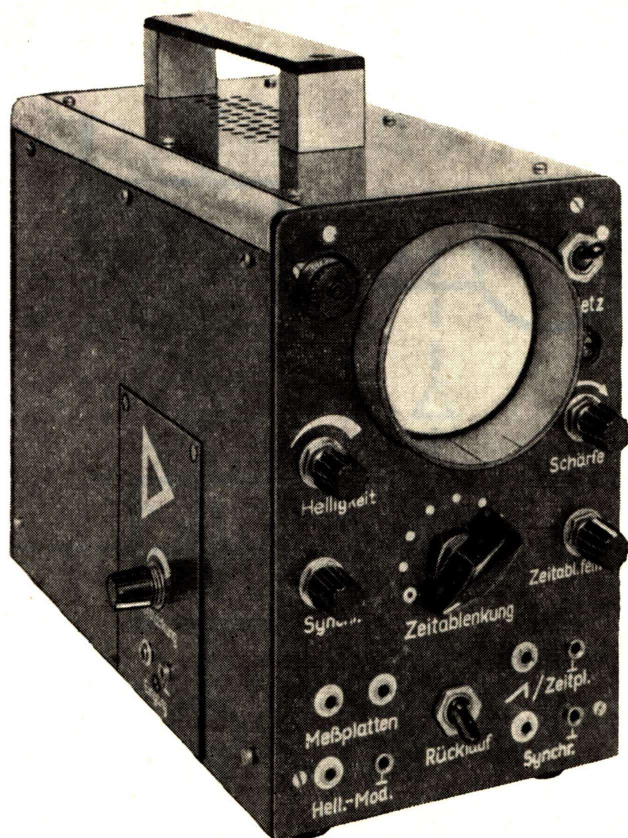
namy zgodnie z rys. 140 z płyty izolacyjnej o grubości 3 mm. Na ścianę przednią możemy nałożyć wyklejkę fotograficzną, chociaż nie jest to tutaj niezbędne. Oba wsporniki do podstawek lamp mają wymiary następujące: $a = 15$; $b = 25$; $c = 8$; $d = 1$; $e = 4$; $f = 5$; $h = 5$; $i = k = 3{,}5$. Wymiary trzech wsporników łączących podano na rys. 141. Spróbujemy wlutować wszystkie podzespoły bez używania przewodów. Jeśli rezystory i kondensatory są umieszczone tak, jak podano na schemacie montażowym na rys. 142, to nie powinno to przedstawiać żadnych trudności. Wtyczki bananowej nie wykorzystamy.

W ten sposób zbudowaliśmy skomplikowany przyrząd. Możemy teraz porównać jego wygląd z przyrządem wzorcowym na rys. 143. Ponieważ

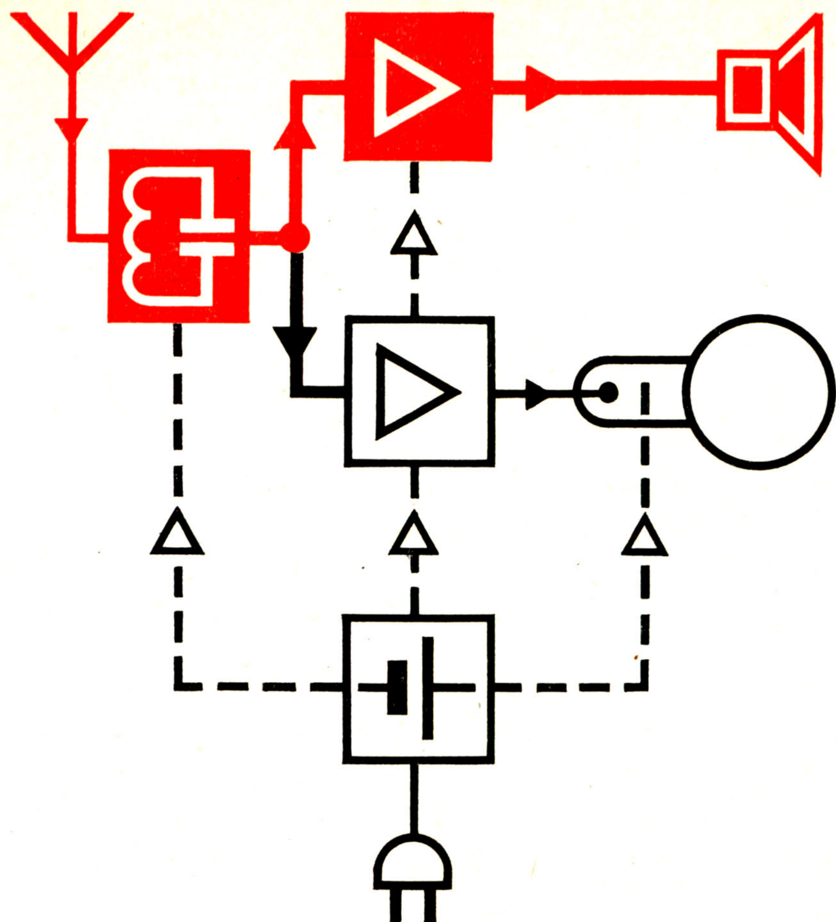
Rys. 142
Schemat montażowy wzmacniacza pomiarowego



przyrząd pokazany na tym rysunku został zbudowany w NRD, ma on oczywiście oznaczenia w języku niemieckim. Dlatego też w podpisie pod rysunkiem 143 podajemy polski przekład wszystkich oznaczeń.



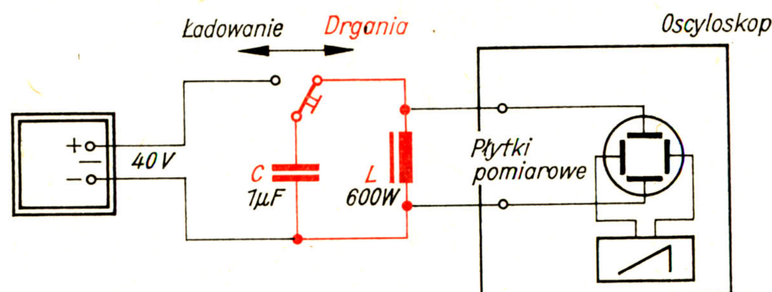
Rys. 143
Nasz oscyloskop katodowy kompletny. Netz — sieć; Helligkeit — jasność; Schärfe — ostrość; Synchr. — synchronizacja; Zeitablenkung — przełącznik podstawy czasu; Meßplatten — płytki pomiarowe; Zeitpl. — płytki poziome podstawy czasu; Hell.-Mod. — modulacja jasności; Rücklauf — wył. powrotu



Radiotechnika

7. Podstawy fizyczne bezprzewodowego przenoszenia informacji

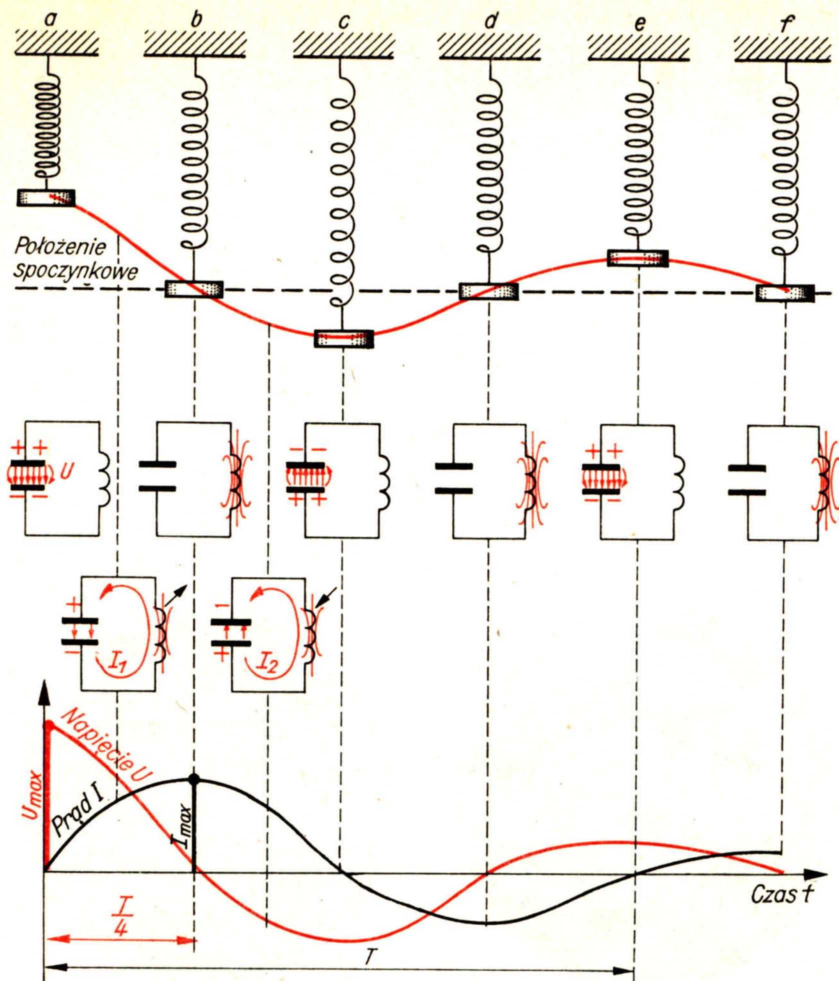
Obwód drgający, czyli rezonansowy, już poznaliśmy. Składa się on z kondensatora i cewki. Wiemy także, że jego częstotliwość własna zależy od pojemności i indukcyjności. Zobaczmy, czy istotnie może on wytwarzać drgania; dotychczas wymuszaliśmy je za pośrednictwem innych drgań. Układ połączeń, w którym możemy badać to zjawisko, podaje rys. 144.



Rys. 144
Wzbudzamy drgania w obwodzie drgającym

Tym razem obwód składa się z kondensatora o pojemności 1 µF i dławika o 600 zwojach (patrz str. 38). Przyłączamy go bezpośrednio do płytek pomiarowych oscyloskopu. Generator napięcia podstawy czasu nastawiony jest na najniższą czestotliwość. Ładujemy kondensator z zasilacza warsztatowego; dobrze nadaje się do tego klucz telegraficzny. Po zamknięciu obwodu przez dołączenie kondensatora *C* do dławika – pojawia się na chwilę na ekranie lampy krzywa napięcia zmiennego, której amplituda bardzo szybko maleje. Drgania te nazywamy *drganiami gasnącymi*.

Jak dochodzi do tych *drgań własnych* lub *swobodnych*, wyjaśnimy na podstawie rys. 145. Przypomnijmy sobie przy tym znany obraz drgań obciążonej sprężyny. W chwili *a* ładujemy kondensator. Pomiędzy jego okładzinami powstaje pole elektryczne. Odpowiada to zawieszeniu ciężarka na sprężynie. Puszczony swobodnie dąży on do położenia spoczynkowego (*b*). Podobnie w obwodzie drgającym kondensator rozładowuje się, napięcie się zmniejsza, prąd rozładowania I_1 rośnie i powoduje powstanie

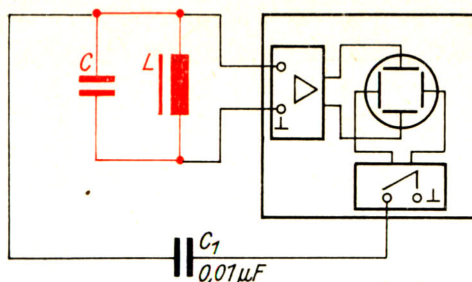


Rys. 145
Przebiegi w obwodzie drgającym

pola magnetycznego w cewce. Ciężarek na sprężynie nie pozostaje w osiągniętym położeniu spoczynkowym, lecz przesuwa się poza nie (*c*). Podobnie prąd nie zanika po całkowitym rozładowaniu kondensatora. Pole magnetyczne w cewce maleje indukując przy tym inny prąd I_2, który ponownie zaczyna ładować kondensator, tym razem jednak z odwrotnym niż poprzednio znakiem. Następnie rozpoczyna się ponownie przebiegający w analogiczny sposób proces rozładowania. Najwyższe wartości prądu (I_{max}) i napięcia (U_{max}) nie występują jednocześnie. Przesunięcie fazowe (por. str. 60) wynosi ćwierć okresu. Drgania ciężarka na sprężynie w miarę upływu czasu będą coraz mniejsze, aż całkiem zanikną. Układ drgający oddaje energię do otoczenia przez tarcie. W obwodzie drgającym część energii drgań zamienia się w ciepło, ponieważ cewka i przewody łączące mają pewną rezystancję.

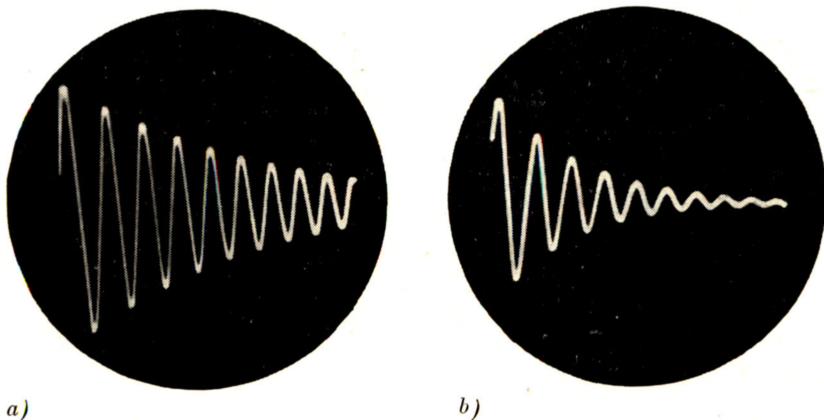
Podczas doświadczenia wykonywanego według rys. 144 krzywa napięcia drgań gasnących pojawia się za każdym razem w innym miejscu ekranu. Możemy temu zapobiec, synchronizując pobudzanie obwodu i odchylanie

Rys. 146
Napięcie relaksacyjne oscyloskopu pobudza obwód drgający



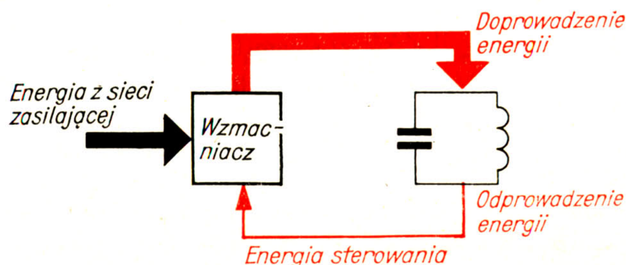
promienia katodowego. Przy powrocie promienia katodowego powstaje wyraźny podskok napięcia. Wykorzystamy go do wygaszania powrotu promienia. Przez kondensator C_1 = 0,01 µF łączymy napięcie podstawy czasu z obwodem drgającym, jak to podano na rys. 146. W oscyloskopie zastosujemy obecnie wzmacniacz. Na ekranie ukazuje się stojący obraz drgań gasnących (por. 147a). Zaraz stwierdzimy, jak rezystancja wpływa na *tłumienie* drgań. W obwód drgający włączamy teraz stały rezystor o

Rys. 147
Oscylogramy drgań o różnym tłumieniu:
a) oscylogram drgań tłumionych w obwodzie $C = 1 \mu F$ i L o 600 zwojach;
b) jak (a), lecz z rezystorem szeregowym $R = 50\,\Omega$



rezystancji około 50 Ω. Uzyskamy oscylogram według rys. 147b. Byłoby ideałem, aby amplituda drgań nie zmniejszała się i aby nasz obwód mógł wytwarzać drgania *nietłumione*. Ponieważ rezystancji nigdy nie można całkowicie wyeliminować, trzeba doprowadzać energię z zewnątrz. Podob-

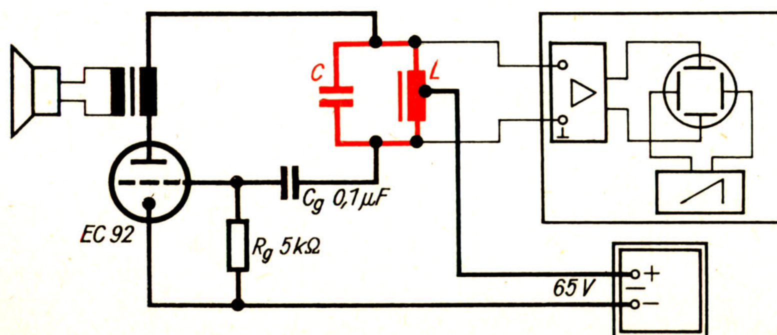
Rys. 148
Zasada powstawania drgań samowzbudnych



nie jak huśtawka, która musi być stale we *właściwej* chwili lekko popychana, tak i nasz obwód drgający musi we *właściwej* chwili otrzymać porcję energii. Jasne jest, że sterowanie musi przebiegać automatycznie. Zasadę wzbudzania drgań nietłumionych podaje rys. 148. W jednym miejscu obwodu rezonansowego pobieramy energię niezbędną do sterowania wzmacniacza, a w innym miejscu obwodu doprowadzamy ją już wzmocnioną w celu podtrzymania drgań.

Budujemy generator

Układ połączeń podano na rys. 149. Przede wszystkim interesujemy się częścią układu narysowaną grubą linią. Oscyloskop włączymy w obwód później. Zastosujemy tu pulpit probierczy do badania lamp. Użyjemy triody EC 92. Na pulpit nałożymy odpowiedni szablon cokołu lampy. Na wejściu wzmacniacza znajduje się kondensator siatkowy i rezystor upływowy siatki, a w obwodzie anodowym triody – głośnik skrzynkowy z transformatorem dopasowującym część obwodu rezonansowego. Druga część przyłączona jest do wejścia wzmacniacza. Kondensator rezonansowy ma pojemność 1 μF. Z naszego dławika doświadczalnego użyjemy w obwodzie rezonansowym 300 zwojów; na wyprowadzenie 150 zwojów włączymy biegun (+). Nie zapomnijmy włączyć obwodów żarzenia. Włączamy układ pod napięcie. Po około pół minucie rozbrzmiewa w głośniku równomierny dźwięk. Nasz układ, który nazwiemy *generatorem*, wytwarza drgania w zakresie częstotliwości akustycznych.
Teraz zaczniemy obserwować je również na ekranie oscyloskopu, który wraz ze wzmacniaczem pomiarowym przyłączamy bezpośrednio do obwodu drgającego. W pozycji 2 przełącznika PODSTAWA CZASU tak długo obracamy potencjometr SYNCHRONIZACJA w prawo, aż „zatrzymamy" krzywą. Widoczne jest 8 okresów. Tymczasem zapamiętajmy sobie dobrze usłyszany dźwięk. Włączamy układ. Następnie zwiększamy indukcyjność: stosujemy obecnie dwa razy po 300 zwojów. Po załączeniu słychać niski dźwięk. Przy niewielkiej zmianie podstawy czasu na ekranie oscyloskopu pojawiają się cztery okresy. Częstotliwość akustyczna jest zatem równa tylko połowie poprzednio zmierzonej. Podwojenie liczby zwojów powoduje



Rys. 149
Generator akustyczny

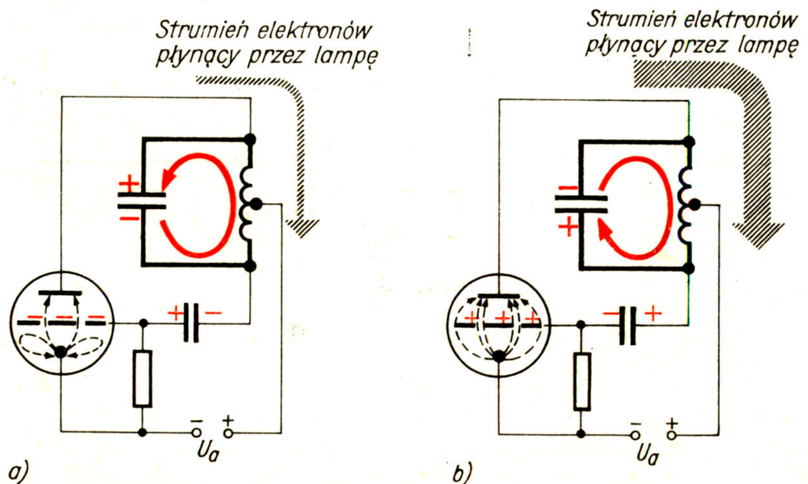
czterokrotny wzrost indukcyjności. We wzorze na częstotliwość własną obwodu rezonansowego

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

w mianowniku występuje pierwiastek indukcyjności. Istotnie zatem częstotliwość powinna się o połowę zmniejszyć, ponieważ

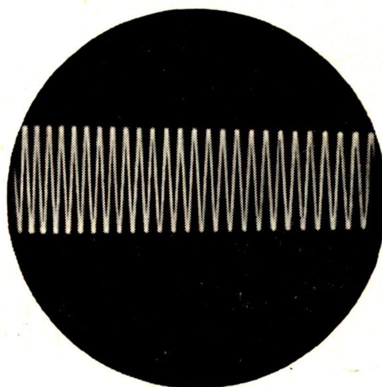
$$\frac{1}{\sqrt{4}} = \frac{1}{2}$$

Zastanówmy się, jak wpłynie na nią zmniejszenie o połowę pojemności. Pojemność znajduje się również w mianowniku, pod pierwiastkiem. Pierwiastek z 0,5 daje około 0,7. Wobec tego na ekranie muszą się pojawić 4 okresy: 0,7 $\approx$ 6 okresów.
Przekonamy się praktycznie o tym, wymieniając kondensator 1 μF na 0,5 μF. Po małej korekcie częstotliwości podstawy czasu zliczymy 6 okresów. Ton, jaki słychać teraz, pod względem wysokości leży między dwoma poprzednimi. Jeszcze wyższy dźwięk uzyskamy z generatora, kiedy zmniejszymy pojemność do 0,05 μF. Na ekranie oscyloskopu zobaczymy teraz 18 okresów. Czytelnik może dalej prowadzić tę serię badań. A może ktoś zbuduje na tej zasadzie ,,organy elektronowe"?
Spróbujmy teraz poznać mechanizm zależności między pobieraniem i dostarczaniem energii. Na rys. 150a dolna okładzina kondensatora obwodu rezonansowego jest już naładowana ujemnie. Siatka połączona z tą okładziną przez kondensator siatkowy ma tę samą biegunowość. Gdy w obwodzie rezonansowym elektrony płyną poprzez cewkę do dodatniej okładziny kondensatora w kierunku odwrotnym do ruchu wskazówek zegara, strumień elektronów płynący od katody do anody rośnie. Osiąga on maksimum, gdy kondensator naładowany jest przeciwnie, a elektrony płyną w kierunku zgodnym z ruchem wskazówek zegara (rys. 150b). Teraz strumień elektro-



Rys. 150
Przebiegi w generatorze:
a) duży prąd w obwodzie rezonansowym działa hamująco przez siatkę lampy na prąd anodowy;
b) duży prąd anodowy przekazuje energię do obwodu rezonansowego

nów lampy wzmacniacza pobudza elektrony w obwodzie rezonansowym we właściwej chwili. Ponieważ to zjawisko powtarza się co okres, amplituda drgań pozostaje stała. Generator wzbudza więc drgania niegasnące.
Jest rzeczą drugorzędną, jak pobieramy energię z obwodu rezonansowego i w jaki sposób doprowadzana jest energia drgań. Istnieje cały szereg układów generatorów, które poznamy z biegiem czasu. Każdy wzmacniacz może stać się generatorem, jeśli jego wyjście zostanie „sprzężone zwrotnie" z wejściem. Przypomnijmy sobie wycie w naszym urządzeniu mikrofonowym, gdy tylko głośnik i mikrofon zostały ustawione blisko siebie. Było to sprzężenie zwrotne akustyczne. Ponieważ jednak wzmacniacze powinny na ogół wzmacniać, a nie wytwarzać drgania, wejścia i wyjścia są w stosunku do siebie starannie ekranowane.
Opis generatora umożliwił już nam poznanie najważniejszej części radiostacji: *generatora wielkiej częstotliwości* (w. cz.). Różni się on tylko tym od naszego generatora częstotliwości akustycznej, że wytwarza znacznie większą częstotliwość. Leży ona powyżej granicy słyszalności, która dla „najlepszych" uszu wynosi 20 kHz. Nasz generator własnej roboty oscyluje na częstotliwości około 550 Hz.
W następnym doświadczeniu zbadamy, od czego zależy amplituda drgań. Głośnik już nie jest nam potrzebny: obwód rezonansowy będzie połączony bezpośrednio z anodą. Potencjometr wejściowy wzmacniacza nastawiamy tak, że krzywa na ekranie oscyloskopu przy przyłożonym do generatora napięciu stałym 65 V ma wysokość 2 cm. Następnie podwyższamy napięcie zasilania do 130 V. Natychmiast krzywa wzrośnie do wysokości 5 cm. Na razie wyłącznie obserwujemy wpływ przyłożonego napięcia na amplitudę; zastanowimy się jeszcze później, do czego można to zjawisko wykorzystać. Na rys. 151 przedstawiony jest oscylogram napięcia wytwarzanego przez nasz generator.

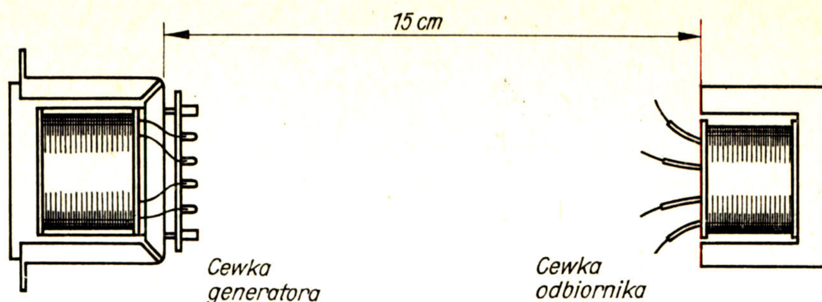


Rys. 151
Oscylogram drgań niegasnących generatora częstotliwości akustycznej

Próba bezprzewodowego przenoszenia energii

Budujemy drugi dławik doświadczalny, taki sam jak pierwszy, o 600 zwojach i dwu wyprowadzeniach (str. 38). W korpus cewki wsuwamy tylko rdzeń E. Ten drugi dławik – jak to widać z rys. 152 – umieścimy na stole

Rys. 152
Wzajemne położenie obu cewek doświadczalnych

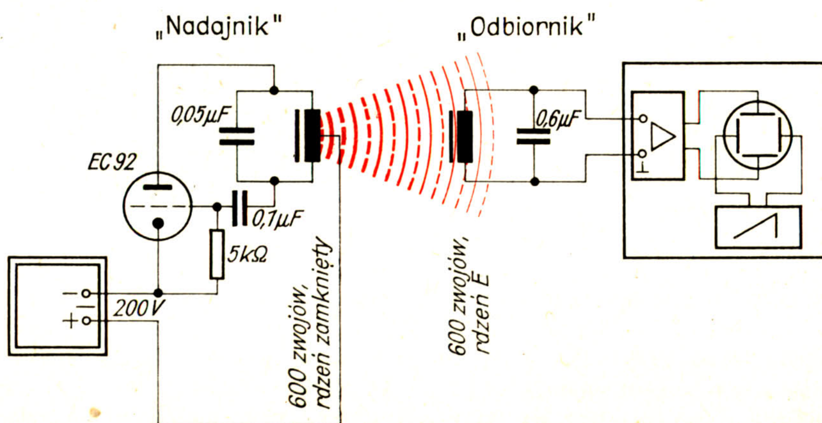


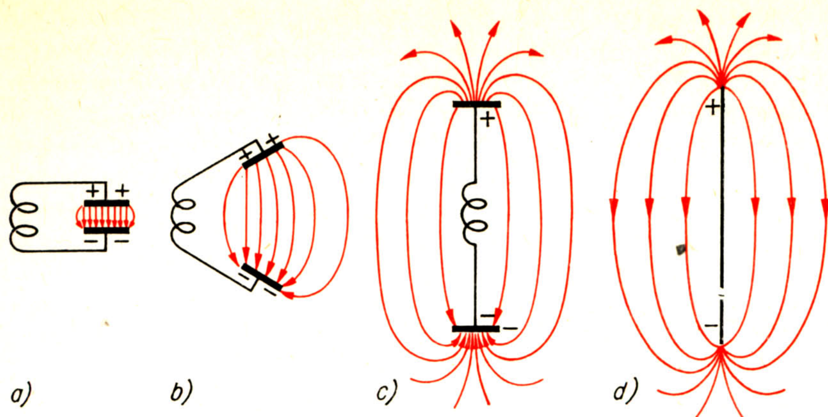
w odległości 15 cm od dławika generatora w. cz. Obwód rezonansowy przyłączamy do zacisków wzmacniacza oscyloskopu. Wzmacniacz nastawiony jest na maksymalne wzmocnienie. Napięcie zasilające oscyloskopu podnosimy do 200 V (Położenie 3). Na ekranie widać oscylacje. Wysokość krzywej równa jest 1 mm. Pole magnetyczne rozproszenia w cewce generatora powoduje, że w dławiku indukuje się napięcie zmienne. *Przenosimy bezprzewodowo energię drgań od nadajnika do odbiornika.* Żeby nie było nieporozumień: nie zbudowaliśmy nadajnika w potocznym znaczeniu tego słowa. Cewka generatora i dławik nie są niczym innym, jak transformatorem o bardzo luźnym sprzężeniu cewki pierwotnej z wtórną. Niedługo dowiemy się, w jaki sposób generator może stać się nadajnikiem. Przede wszystkim interesujemy się przebiegami w odbiorniku. Wymagają one poglądowego wyjaśnienia.

„Odbiornik" w tym doświadczeniu zawiera tylko dławik, na wejściu naszego odbiornika detektorowego jest natomiast obwód rezonansowy, nastrojony na jakąś stację na zakresie fal średnich. Nastroimy nasz „odbiornik" również na „nadajnik".

W tym celu włączymy równolegle do cewki kondensator o pojemności 0,05 μF. Aczkolwiek obecnie oba obwody rezonansowe wydają się jednakowe, nie możemy stwierdzić żadnej wyraźnej zmiany na ekranie oscyloskopu. Przyczyną jest wyraźnie mniejsza indukcyjność dławika odbiornika, której rdzeń nie jest zwarty. Zastępujemy zastosowany w „odbiorniku"

Rys. 153
Doświadczenie z bezprzewodowym przenoszeniem energii





Rys. 154
Przejście od obwodu rezonansowego zamkniętego do otwartego

kondensator innym, o pojemności 0,6 μF. Natychmiast wysokość krzywej na oscyloskopie osiąga wartość około 12 mm. Następnie powoli wysuwamy poszczególne blachy rdzenia z dławika. Krzywa rośnie. Przy około 18 mm osiągamy maksimum. Kiedy wyjmiemy jeszcze więcej blach z dławika, amplituda zaczyna się zmniejszać. Częstotliwość własną obwodu rezonansowego możemy doprowadzić do rezonansu z częstotliwością nadawania nie tylko – jak w naszym odbiorniku detektorowym – przez zmianę pojemności, lecz także przez zmianę indukcyjności cewki. To doświadczenie ilustruje rys. 153. Zasięg pola magnetycznego rozproszenia cewki generatora jest tu niewielki; dlatego też energię drgań możemy przesyłać tylko na bardzo niewielkie odległości. Nadajnik radiowy wymaga jednak pokonania znacznie większych odległości. Jak to jest możliwe, wyjaśni nam doświadczenie, które wykonamy w myśli, ponieważ bez licencji, czyli zezwolenia na posiadanie i używanie radiostacji, żaden nadajnik nie może pracować.

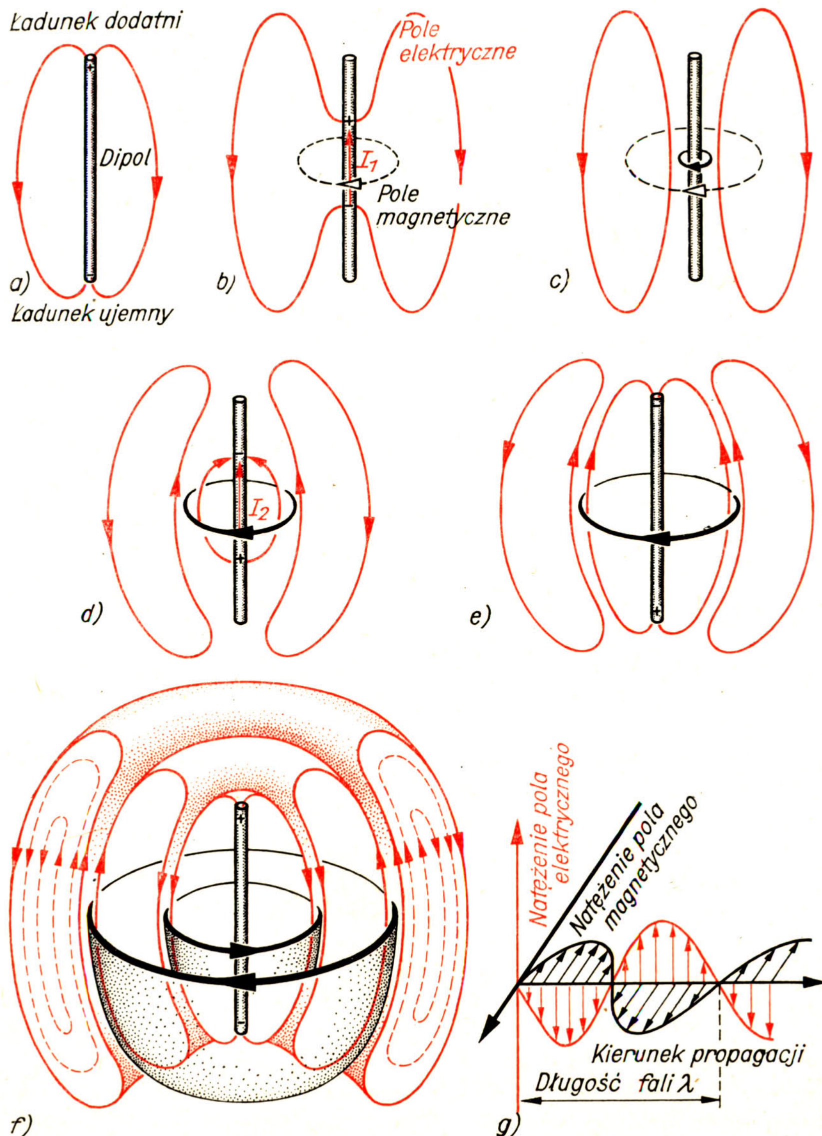
Na rys. 154a przedstawiony jest znany nam zamknięty obwód rezonansowy. Kondensator jest naładowany; między jego okładzinami utworzyło się pole elektryczne. Teraz oddalamy od siebie okładziny. Linie pola wydobywają się na zewnątrz kondensatora (rys. 154b). Rozciągamy kondensator całkowicie. Pole elektryczne rozchodzi się daleko w przestrzeń (rys. 154c). Jeśli usuniemy okładziny kondensatora i wyjmiemy cewkę, również nic się nie zmieni. Odcinek przewodu, który pozostał, jest w dalszym ciągu obwodem rezonansowym, tym razem otwartym (rys. 154d).

Nadajnik promieniuje fale elektromagnetyczne

Na rys. 155a pokazano ponownie odcinek przewodu. Na jego krańcach znajdują się ładunki o przeciwnej biegunowości; pręt ma dwa bieguny. Dlatego będziemy go nazywali dipolem (dwubiegunem). Dla większej przejrzystości na rysunku pokazano tylko dwie linie pola. Stanowią one miejsce geometryczne punktów o największym natężeniu pola. Ładunki nie pozostają na końcach dipola, lecz dążą do siebie. Wraz z nimi przesuwa

się również początek i koniec linii pola. Wskutek ruchu ładunków powstaje prąd I_1, który powoduje utworzenie *pola magnetycznego* (rys. 155b). W chwili wyrównania ładunków (rys. 155c) pole elektryczne odrywa się od dipola. Prąd osiągnął swą największą wartość, pole magnetyczne – największe natężenie. Podobnie jak w zamkniętym obwodzie rezonansowym, zjawisko rozwija się dalej; prąd I_2 indukowany przez pole magnetyczne oddziela ładunki od siebie w kierunku końców dipola. Zarówno pole elektryczne, jak i magnetyczne odsuwają się od dipola. Jednocześnie powstaje nowe pole elektryczne (rys. 155d). Na rys. 155e pokazano obszar dookoła dipola po jednym półokresie. Końce dipola naładowane są przeciwnie niż na rys.

Rys. 155
Zjawisko oscylacji w otwartym obwodzie rezonansowym i promieniowanie fali elektromagnetycznej



155a. Zjawisko powtarza się teraz w sposób analogiczny. W chwili zakończenia pełnego przebiegu oscylacji pole dipola wygląda jak na rys. 155f. Dotychczas rozpatrywaliśmy oba pola składowe wyłącznie w jednej płaszczyźnie. W rzeczywistości działają one w przestrzeni. Obszary oddzielone liniami pola również nie są wolne od oddziaływania tego pola, ale jego natężenie jest w nich mniejsze. Oscylacje w dipolu powodują stałe powstawanie nowych pól, które rozchodzą się w przestrzeń. Teraz już rozumiemy, do czego może służyć dipol. Można go powiązać z obwodem rezonansowym generatora, przy czym stanowić on będzie antenę nadawczą.
Weźmy pod uwagę jeden kierunek rozchodzenia się pola, czyli *kierunek propagacji*. Zaznaczmy strzałkami natężenie pola elektrycznego i magnetycznego w każdej chwili. Otrzymamy obraz *fali elektromagnetycznej* (por. rys. 155g). Najmniejszą odległość między dwoma punktami o tym samym natężeniu pola i o tym samym kierunku nazywamy *długością fali* λ (lambda). Jeśli długość ma wzrosnąć, częstotliwość oscylacji musi zmaleć, ponieważ iloczyn obu tych wielkości daje prędkość rozchodzenia się pola, czyli prędkość propagacji

$$v = f \cdot \lambda = 300000 \frac{\text{km}}{\text{s}}.$$

Radiostacja pracująca na falach średnich 800 kHz wypromieniowuje zatem falę elektromagnetyczną o długości

$$\lambda = \frac{v}{f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m} \cdot \text{s}}{8 \cdot 10^5 \text{ s}} = 375 \text{ m}.$$

Ponieważ długości fal mogą się bardzo różnić, radiotechnicy przyjęli następujący podział *zakresów fal*[1]*:*

Oznaczenie fali	długość fali	częstotliwość
Fale długie (DF)	2000···650 m	150··· 400 kHz
Fale średnie (SF)	600···187,5 m	500···1600 kHz
Fale krótkie (KF)	50··· 15 m	6··· 20 MHz
Fale ultrakrótkie (UKF)	15··· 1 m	20··· 300 MHz

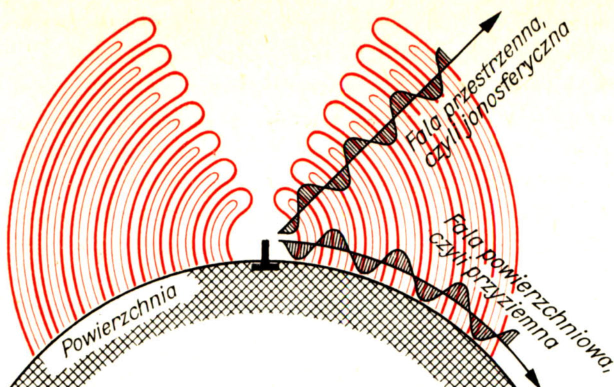
Podobnie jak każdy obwód rezonansowy również i dipol charakteryzuje się określoną częstotliwościa własną, „Długość fal własnych" równa się podwójnej długości dipola. *Dipol półfalowy* na 800 kHz musiałby mieć długość

$$\frac{\lambda}{2} = \frac{375 \text{ m}}{2} = 187{,}5 \text{ m}.$$

Im niższa jest częstotliwość nadajnika, tym większa musi być antena. Dlatego dipol półfalowy dzielimy jeszcze dalej i uziemiamy jeden koniec.

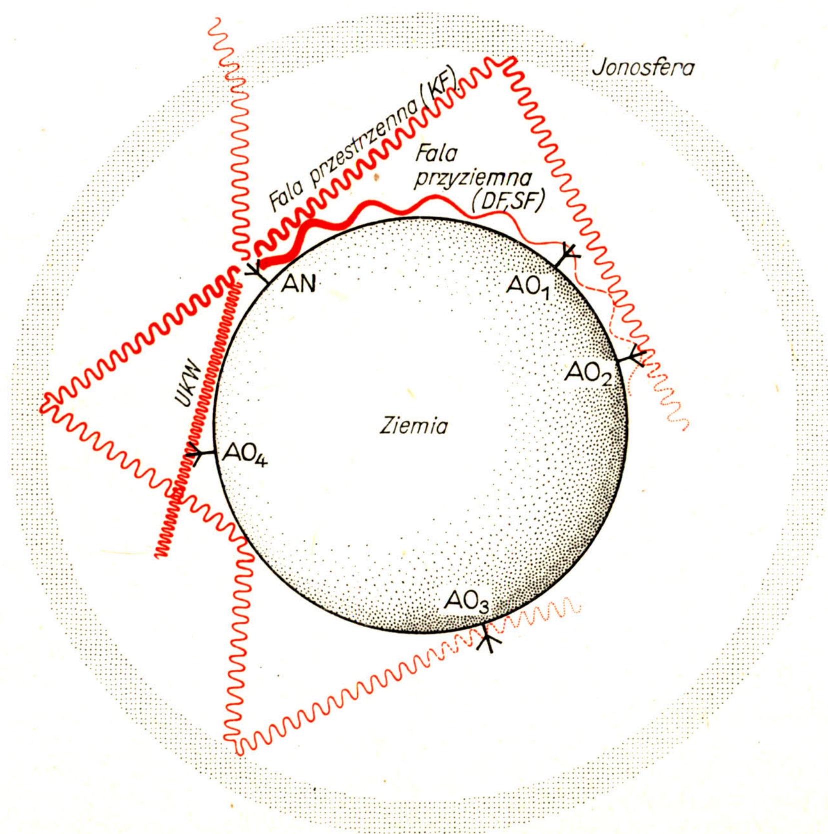
[1] Tablica zawiera podział odpowiadający zakresom fal odbiorników radiofonicznych. Podział wg CCIR różni się; fale długie 30 ÷ 300 kHz, fale średnie 300 ÷ 3000 kHz, fale krótkie 3 ÷ 30 MHz i fale ultrakrótkie 30 ÷ 300 MHz.

Rys. 156
Pole wytwarzane przez dipol uziemiony



Rys. 156 przedstawia zmienne pole elektryczne, rozprzestrzeniane przez antenę nad powierzchnią ziemi. Przede wszystkim interesuje nas fala *powierzchniowa*, czyli przyziemna. Wysyła ją antena nadawcza *AN*. Fala ta rozchodzi się stosownie do krzywizny ziemi i – aczkolwiek osłabiona – odbierana jest przez antenę odbiorczą *A01* (rys. 157). W pewnych warun-

Rys. 157
Rozchodzenie się fal radiowych

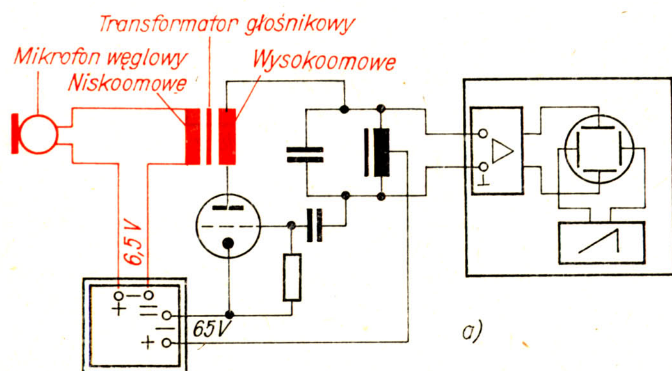


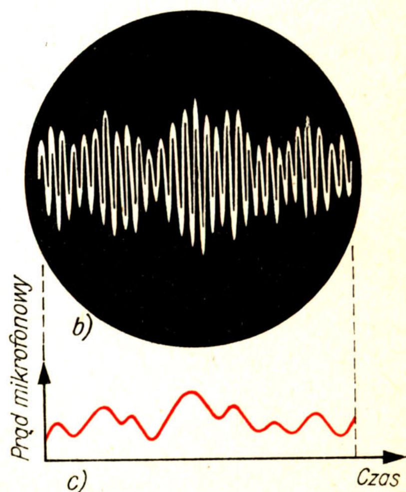
kach odbieramy ją nawet przez *A02*. Największa część fali elektromagnetycznej rozprzestrzenia się w atmosferze.
Na wysokości kilkuset kilometrów warstwy gazów stanowiących atmosferę są zjonizowane przez promieniowanie kosmiczne i w ten sposób naładowane elektrycznie. Im kąt pomiędzy falą przestrzenną a tą warstwą jest mniejszy, tym lepiej fala może być odbita. W ten sposób rozchodzą się przede wszystkim fale krótkie. Ponieważ struktura wewnętrzna warstwy odbijającej ciągle się zmienia, zatem również waha się odbierane natężenie pola w *A02*. Technicy nazywają to zjawisko *zanikiem* i opracowali specjalne układy do kompensacji zaników. Również sama ziemia może działać jako reflektor, tak że w sprzyjających okolicznościach fala przestrzenna wychodząca z AN może być odbierana nawet w *A03*.
Im większa jest częstotliwość nadawania, tym szerzej rozchodzi się fala podobnie jak promień świetlny. Występuje to w przypadku fal ultrakrótkich i mikrofal. Ich zasięg wprawdzie jest duży, ale na powierzchni ziemi nie może być w pełni wykorzystany wskutek krzywizny kuli ziemskiej. Największa dopuszczalna odległość między anteną nadawczą *AN* i anteną odbiorczą *A04* jest w przybliżeniu równa optycznemu polu widzenia. Gdybyśmy mieli wykorzystać nasz generator do budowy nadajnika, musielibyśmy jego częstotliwość podnieść do 20 kHz lub wyżej, a do cewki rezonansowej jako antenę dołączyć otwarty obwód rezonansowy.

Fala radiowa przenosi mowę i muzykę

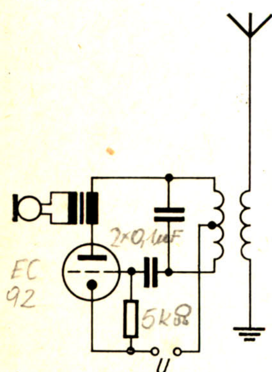
Przypominamy sobie, że amplituda drgań nietłumionych generatora akustycznego zależy od napięcia zasilającego układ. Jeśli zmienia się ono w takt drgań akustycznych, to zarówno drgania generatora, jak i fala elektromagnetyczna promieniowana przez antenę muszą wykazywać zmiany amplitudy.

Rys. 158
Drgania dźwięków mowy modulują oscylacje generatora:
a) układ modulacji amplitudy;
b) oscylacje o zmodulowanej amplitudzie;
c) prąd mikrofonowy





Następne doświadczenie, wykonane w układzie podanym na rys. 158a, potwierdzi to przypuszczenie. W obwód anodowy generatora włączamy transformator głośnikowy. Do jego uzwojenia wtórnego przyłączamy mikrofon węglowy. Zastosujemy jedynie wkładkę węglową w małym pudełeczku. Rezystor roboczy i filtr są tym razem zbędne. Napięcia mikrofonowego nie podnosimy powyżej 6,5 V. Gdy na ekranie oscyloskopu pojawi się krzywa drgań niegasnących, należy coś powiedzieć lub zaśpiewać do mikrofonu. Ekran reaguje natychmiast: amplitudy miejscami się powiększą, miejscami zmniejszą. Drgania generatora zostaną *zmodulowane* przez drgania akustyczne. Zjawisko to nazywamy modulacją amplitudy (AM). Oscylogram wygląda w przybliżeniu tak, jak to przedstawia rys. 158b. Obwiednia modulacji amplitudy odpowiada drganiom akustycznym (rys. 158c).



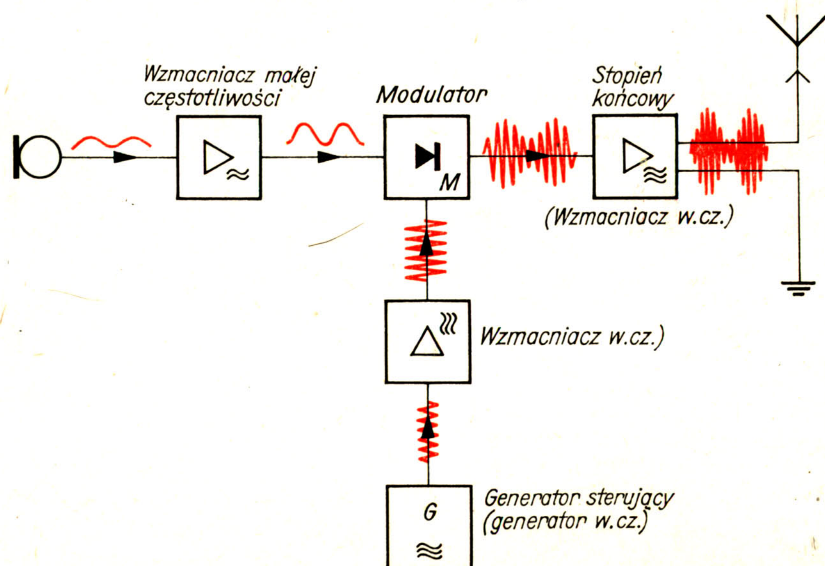
Rys. 159
Generator jako nadajnik

Rys. 159 podaje schemat bardzo prostego nadajnika. Pamiętajmy, że istnieje zakaz przyłączania anten do generatorów. Dopiero może w przyszłości, gdy zdobędziemy licencję amatorską, wolno nam będzie zbudować nadajnik i używać go.

Prawdziwe nadajniki mają budowę nieco bardziej skomplikowaną niż w naszym przykładzie. Zarówno napięcia otrzymywane z mikrofonu, jak i drgania generatora przechodzą przez wzmacniacze, a dopiero później w specjalnym układzie modulującym drgania o częstotliwości akustycznej zostają nałożone na drgania wielkiej częstotliwości. Drgania o zmodulowanej amplitudzie przechodzą jeszcze przez wzmacniacz końcowy, który po wzmocnieniu przekazuje je do anteny (patrz rys. 160).

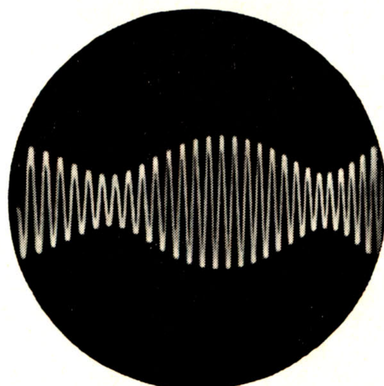
Obwód rezonansowy odbiornika zaczyna drgać dopiero pod wpływem energii odbieranej z nadajnika. Zatem i w odbiorniku muszą wystąpić zmiany amplitudy.

Przygotujemy ponownie układ według rys. 153. Tym razem jednak



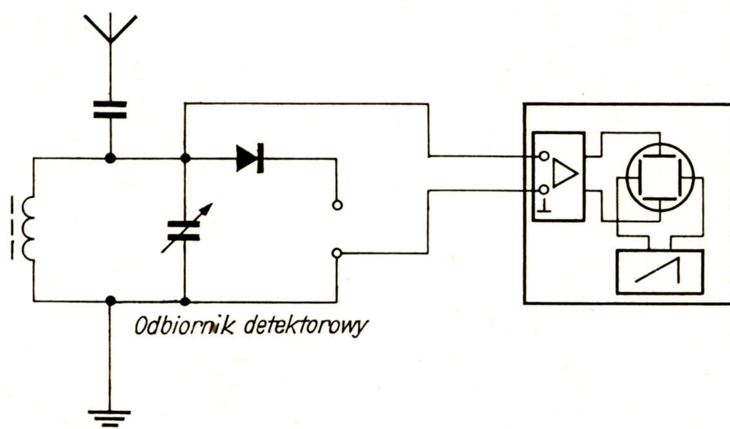
Rys. 160
Schemat blokowy nadajnika

w obwód anodowy lampy EC 92 włączymy transformator głośnikowy. Aby uzyskać modulację bez konieczności mówienia do mikrofonu, do uzwojenia niskoomowego transformatora przykładamy z naszego zasilacza warsztatowego napięcie zmienne 50 Hz, 6,5 V. Rezystor 10 do 50 Ω, włączony szeregowo, ogranicza zbyt duży prąd, ponieważ uzwojenie wtórne ma przecież bardzo małą rezystancję. Odległość między cewką generatora i cewką odbiornika zmniejszamy do 10 cm, wzmacniacz pomiarowy oscyloskopu jest włączony na pełne napięcie. Rys. 161 podaje otrzymany w tym układzie oscylogram.



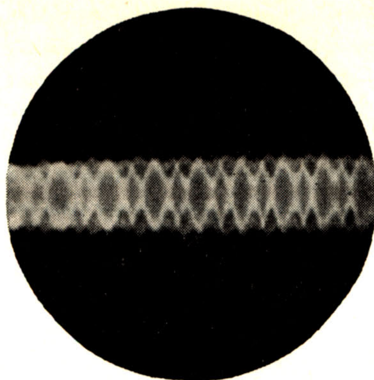
Rys. 161
Oscylogram drgań modulowanych częstotliwością 50 Hz w odbiorniku

Przyjrzyjmy się teraz drganiom promieniowanym przez naszą lokalną radiostację. Z rys. 162 widać, w jaki sposób należy obwód strojeniowy odbiornika detektorowego przyłączyć do oscyloskopu. Wzmacniacz pomiarowy musimy znowu włączyć na pełne napięcie. Przez zmianę



Rys. 162
Odbiornik detektorowy dołączamy do oscyloskopu

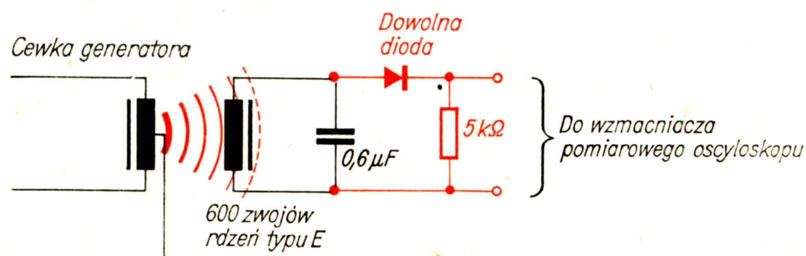
częstotliwości własnej poszukujemy takiego położenia okładzin kondensatora, przy którym wysokość obrazu na ekranie jest największa. Nie dziwmy się, że wielka częstotliwość na oscylogramie z rys. 163 wyraźnie była modulowana jednocześnie kilka razy. Mianowicie promień katodowy



Rys. 163
Oscylogram drgań o zmodulowanej amplitudzie, wypromieniowanych przez lokalną radiostację

przeszedł więcej niż jeden raz po ekranie w czasie wykonywania tego zdjęcia.

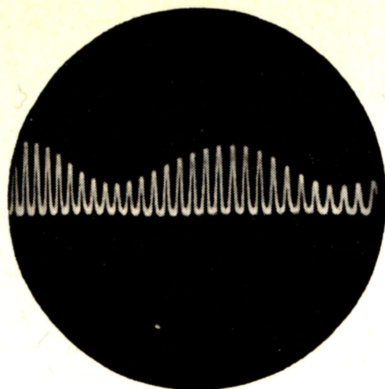
Z wielkiej częstotliwości promieniowanej przez radiostację musimy ponownie uzyskać drgania akustyczne, to znaczy musimy przeprowadzić *demodulację*, czyli *detekcję* drgań o zmodulowanej amplitudzie. Nasz odbiornik detektorowy zaopatrzony jest w tym celu w jedną diodę. Prostuje ona w. cz., obcinając dolne połówki. I z tym zjawiskiem zapoznamy się w drodze

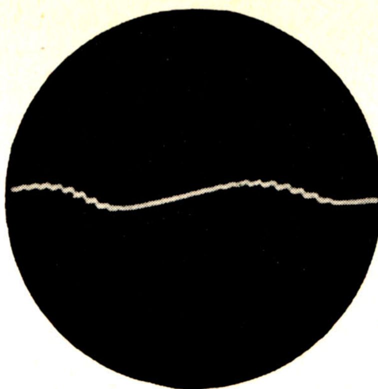


Rys. 164
Dioda półprzewodnikowa działa jako demodulator

doświadczalnej. Układ połączeń zgodny jest z rys. 153, lecz ponadto zawiera człon modulacji amplitudy. Podobnie jak w przypadku naszego odbiornika na fale średnie, przyłączamy do obwodu rezonansowego rezystor roboczy 5 kΩ.

Fragment takiego układu podano na rys. 164. W zależności od tego, jak jest włączona dioda, na oscylogramie na rys. 165, odcięta będzie górna lub dolna połówka zmodulowanych drgań. Stwierdzamy, że demodulacja nie jest niczym innym, jak prostowaniem prądu elektrycznego. Kondensator wygładzający, o pojemności 0,5 μF lub większy, włączony równolegle do rezystora roboczego, odtwarza pierwotną częstotliwość akustyczną (por. oscylogram na rys. 166). Kondensator ten jest bardzo ważny, ponieważ on dopiero zamyka obwód prądu wielkiej częstotliwości. Gdyby go nie było, prąd wielkiej częstotliwości musiałby płynąć przez działającą jako dławik w. cz. cewkę słuchawek lub transformatora dopasowującego na wyjściu. Tylko mały ułamek napięcia zmiennego o wielkiej częstotliwości byłby przyłożony do diody; siła głosu byłaby więc bardzo osłabiona.



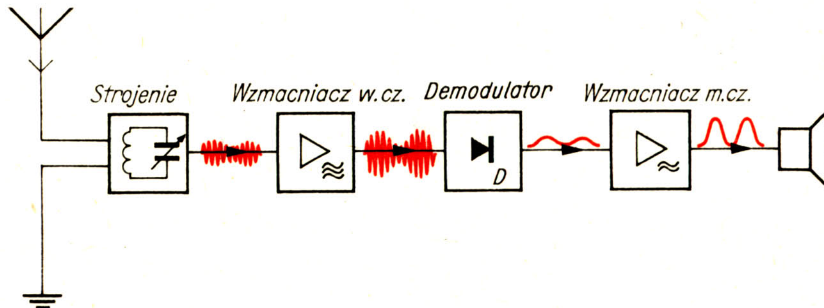


Rys. 165
Oscylogram drgań po wyprostowaniu (demodulacji)

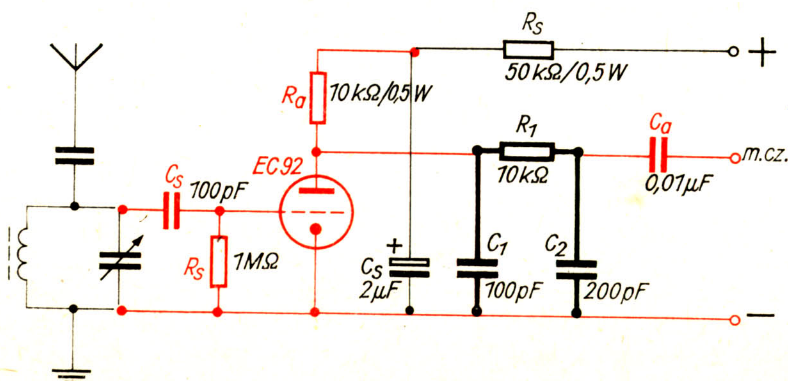
Rys. 166
Kondensator wygładzający tłumi prawie całkowicie częstotliwość nośną.

Układ detekcji siatkowej jest znacznie bardziej czuły od naszego odbiornika z detekcją diodową

Dodatkowe wzmocnienie w. cz. jest niezbędne, jeśli postawimy odbiornikowi wyższe wymagania niż naszemu prostemu odbiornikowi detektorowemu. Pełny układ blokowy takiego odbiornika przedstawiono na rys. 167. Zbudujemy go. Mamy już gotowy obwód strojenia i porządny wzmacniacz częstotliwości akustycznej. Potrzebny jest nam tylko wzmacniacz w. cz. Rys. 168 przedstawia tzw. *układ detekcji siatkowej (układ audionowy)*,



Rys. 167
Schemat blokowy odbiornika radiowego



Rys. 168
Schemat odbiornika jednoobwodowego typu audion

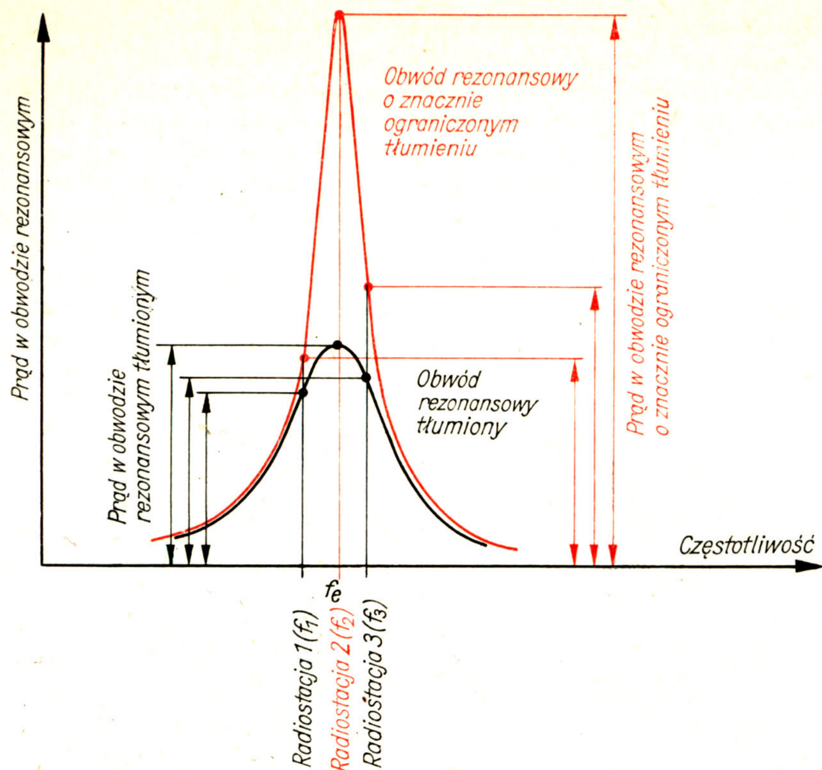
który zmontujemy na naszym chassis (rys. 78 i następne). W tym celu odłączamy przewód ekranowany połączony z końcówką: WEJŚCIE 1, montujemy trzecią podstawę lampy i łączymy według rys. 169. Diodę naszego odbiornika detektorowego należy zewrzeć albo całkowicie wyjąć. Za pomocą anteny o długości około 2 m odbieramy przez cały dzień – zależnie od miejscowych warunków – trzy do pięciu stacji. W godzinach wieczornych złapiemy więcej, niektóre nawet równocześnie.

Trzeba poprawić *selektywność* naszego *odbiornika jednoobwodowego* (nazywamy go tak, ponieważ ma tylko *jeden* obwód). Rys. 51 przedstawia krzywą rezonansową obwodu. Jeśli trzy stacje nadawcze sąsiadują z sobą blisko częstotliwościami, to wszystkie trzy wzbudzają nasz obwód rezonansowy. Wiemy dalej, że amplitudy drgań swobodnych maleć będą tym szybciej, im większa będzie rezystancja tłumiąca. Jeśli uda nam się to osiągnąć, krzywa rezonansowa przebiegać będzie bardziej stromo i rzeczywiście tylko jedna stacja może pobudzić obwód drgający do maksymalnych drgań (por. rys. 170). Musimy zatem znaleźć sposób na ograniczenie rezystancji tłumiącej w naszym obwodzie strojenia. Ale najpierw zajmiemy się działaniem odbiornika jednoobwodowego.

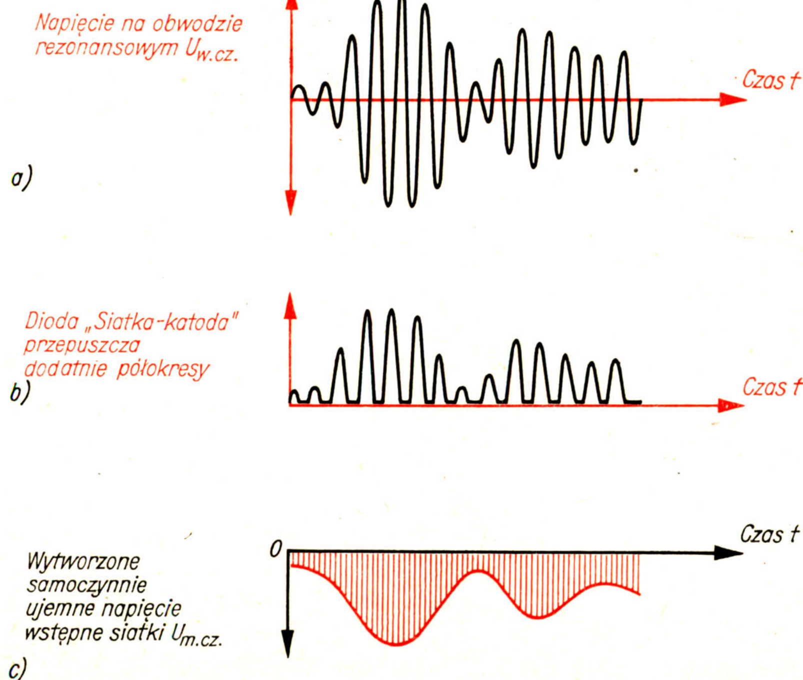
Z rys. 168 widać, że sygnał w. cz. (por. rys. 171a) przez kondensator siatkowy $C_s = 100$ pF dostaje się na siatkę sterującą. Miała ona pierwotnie potencjał katody, teraz jednak w rytm w. cz. ładowana jest raz dodatnio, raz ujemnie. Siatka i katoda tworzą tu diodę, w której siatka staje się ano-

Rys. 169
W ten sposób wykonamy połączenia wewnętrzne w odbiorniku typu audion



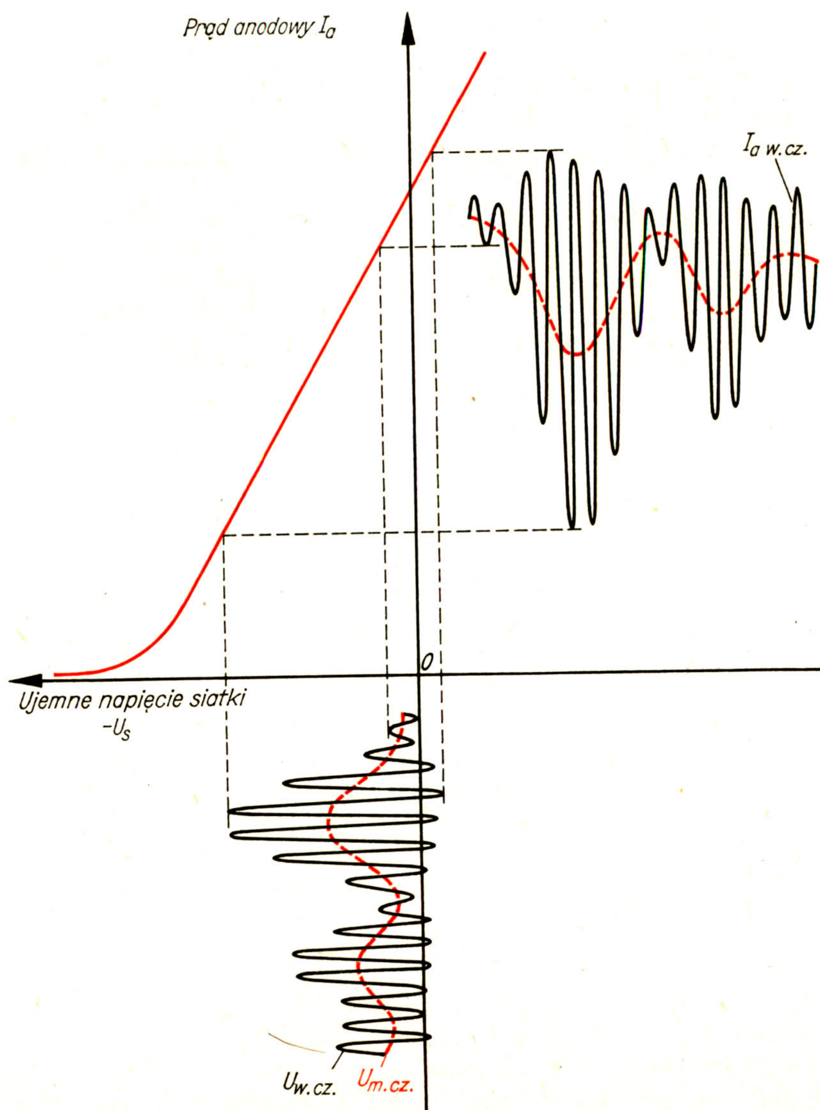


Rys. 170
Krzywe rezonansowe dla obwodu drgającego tłumionego i dla obwodu o znacznie ograniczonym tłumieniu



Rys. 171
Działanie odbiornika jednoobwodowego typu audion

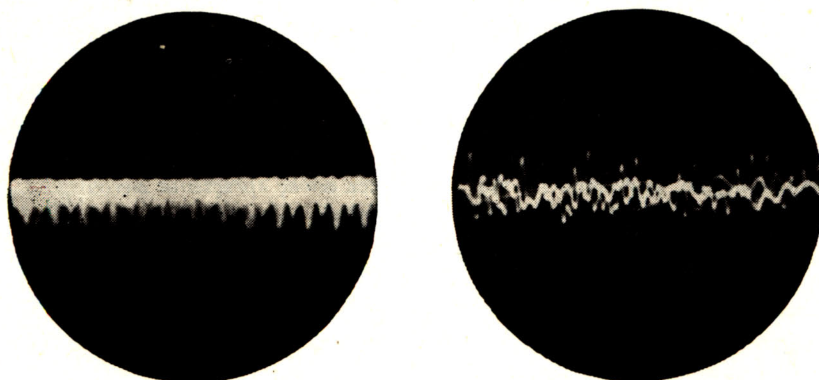
dą. Jeśli napięcie jest w półokresie ujemnym, dioda nie przepuszcza. Elektrony nie mogą płynąć z siatki do katody. Ale gdy tylko na siatce pojawi się potencjał dodatni, od gorącej katody elektrony wędrują do siatki. Sygnał wielkiej częstotliwości ulega w ten sposób detekcji (rys. 171b). Technicy nazywają ten układ *detektorem siatkowym*. Elektrony przedostające się do siatki podczas trwania połówki dodatniej nie mogą odpłynąć przez wysokoomowy rezystor rozładowujący R_s i dlatego na siatce powstaje ujemne napięcie wstępne. Jego wartość zależy od amplitudy sygnału w. cz. Napięcie wstępne siatki jest zatem wytwarzane w odbiorniku typu audion w sposób automatyczny z napięcia wejściowego i zmienia się w takt częstotliwości akustycznej (rys. 171c). Zatem do siatki przyłożone są dwa



Rys. 172
Zjawisko wzmacniania w odbiorniku jednoobwodowym typu audion

napięcia: napięcie sygnału w. cz. $U_{w \cdot cz}$. i zależne od niego napięcie wstępne $U_{m \cdot cz}$. Oba dodają się do napięcia zmiennego wielkiej częstotliwości, ukształtowanego w takt częstotliwości akustycznej. Również prąd anodowy w. cz. $I_{aw \cdot cz}$. będzie odpowiednio ukształtowany. Dlatego też średnią wartość prądu anodowego zmiennego możemy określić jako prąd małej częstotliwości. Zjawisko wzmacniania ilustruje rys. 172.

Przyjrzyjmy się prądowi anodowemu zmiennemu w. cz. na ekranie oscyloskopu. Odlutujemy kondensator $C_1 = 100$ pF od strony anody albo od strony masy. Wzmacniacz pomiarowy włączymy przy pełnym wzmocnieniu bezpośrednio między anodę lampy odbiornika audionowego a dowolny punkt masy. Jeśli nastroimy obwód drgający na niezbyt słabą stację, na ekranie



Rys. 173
Oscylogram pracy audionu

lampy pojawi się oscylogram, jak na rys. 173 (z lewej). Tu również wystąpiło to samo zjawisko, co na rys. 163. Nie można tego uniknąć przy fotografowaniu ciągle zmieniających się przebiegów.

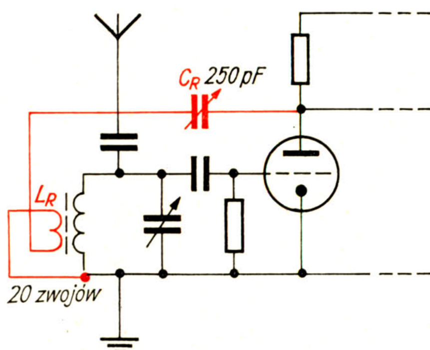
Odbiornik jednoobwodowy typu audion spełnia więc rzeczywiście funkcję detektora i wzmacniacza w. cz. Zbadamy teraz, jaka część wzmocnionego sygnału wielkiej częstotliwości przedostaje się do wzmacniacza częstotliwości akustycznej. W tym celu ponownie przylutujemy prawidłowo kondensator 100 pF, odłączymy od anody kabel wiodący do wzmacniacza pomiarowego i dołączymy go do końcówki lutowniczej w punkcie łączącym R_1, C_1 i C_a. Oscylogram widziany teraz (rys. 173, z prawej) ma niewiele wspólnego z poprzednim. Nie można się temu dziwić, ponieważ układ elementów C_1, R_1 i C_2 stanowi znane nam z budowy zasilacza urządzenie wygładzające – filtr. C_1 odpowiada kondensatorowi wygładzającemu, R_1 rezystorowi filtru, a C_2 – kondensatorowi filtru. Zniekształcona przebiegiem akustycznym w. cz. jest obecnie ,,wygładzana" i przybiera postać częstotliwości akustycznej.

Filtr między audionem a wzmacniaczem częstotliwości akustycznej jest nieodzowny. Gdyby go nie było, wzmacniacz wskutek silnego napięcia sygnału wejściowego mógłby zacząć w pewnych okolicznościach wytwarzać drgania. Przed rezystorem roboczym R_a znajduje się również człon filtru R_s C_s. Rezystor 50 kΩ obniża napięcie anodowe do około 50 V. Wystarcza to całkowicie dla tego audionu. W połączeniu z kondensatorem

filtru 2 μF uzyskuje się ponadto separację elektryczną wielkiej częstotliwości w audionie od częstotliwości akustycznej we wzmacniaczu. Także przewody zasilające mogą przenosić sprzężenia, które mogą spowodować poważne zakłócenia w działaniu odbiornika.

Odbiornik jednoobwodowy typu audion wyposażony w sprzężenie zwrotne ma większą czułość

Pamiętamy, że chcieliśmy poprawić selektywność strojenia przez zmniejszenie tłumienia obwodu rezonansowego. Obwód drgający generatora został pozbawiony tłumienia, ponieważ w odpowiedni sposób był zasilany energią z zewnątrz. Spróbujemy zrobić to samo z audionem. Znaczne napięcie wielkiej częstotliwości występujące w obwodzie anody doprowadzamy z powrotem do obwodu drgającego. Ponieważ jednak tym razem audion nie ma wytwarzać żadnych drgań nietłumionych, musimy mieć możność „dozowania" dostarczanej energii. Konieczny do tego układ uzupełniający pokazano na rys. 174. Przez *cewkę sprzężenia zwrotnego* L_R wzmocniony sygnał w. cz. doprowadzany jest ponownie do obwodu rezonansowego. Jako korpusu cewki użyjemy łatwo przesuwającej się na pręcie ferrytowym rurki tekturowej. Zrobimy ją jak poprzednio sklejając papier kreślarski (brystol). Nawijamy 20 zwojów drutu miedzianego emaliowanego o średnicy 0,4 mm w tym samym kierunku, w którym nawinięta jest cewka obwodu rezonansowego.



Rys. 174
Wzmocniony sygnał w. cz. doprowadzamy do obwodu rezonansowego

Gotową cewkę wsuwamy od strony anteny na pręt ferrytowy. Końcówkę od strony cewki obwodu rezonansowego dołączymy do gniazdka radiowego. Drugą końcówkę przyłączamy do masy (uziemienie). Następnie montujemy na podstawie doświadczalnej w otworze o średnicy 10 mm nad lampą audionu kondensator zmienny z izolacją bakelitową, o pojemności 250 pF. Możemy nim nastawiać stopień sprzężenia zwrotnego. Uważamy, aby nieruchome płytki połączone były z anodą; rotor przyłączamy do wolnego jeszcze gniazdka wejściowego. W ten sposób unika się połączenia elektrycznego osi kondensatora z anodą audionu, do której doprowadzone jest napięcie stałe.

Odtąd możemy już w sposób zupełnie wyraźny oddzielić nakładające się dotychczas stacje, a nawet odbierać kilka nowych. Sprzężenia zwrotnego nie należy w żadnym razie „przeciągać" za bardzo, ponieważ audion może stać się generatorem. Zauważymy to od razu: z głośnika wydobywa się nieprzyjemne wycie lub gwizdy. To by nie było jeszcze najgorsze; ale do obwodu powstałego w ten sposób generatora przyłączona jest antena, może nawet zewnętrzna! Co powiedzą słuchający radia sąsiedzi na taką nagle włączoną zagłuszaczkę? A co służba przeciwzakłóceniowa Państwowej Inspekcji Radiowej? Lepiej do tego nie dopuścić. A teraz dobrego odbioru!

8. Budujemy prawdziwe radio

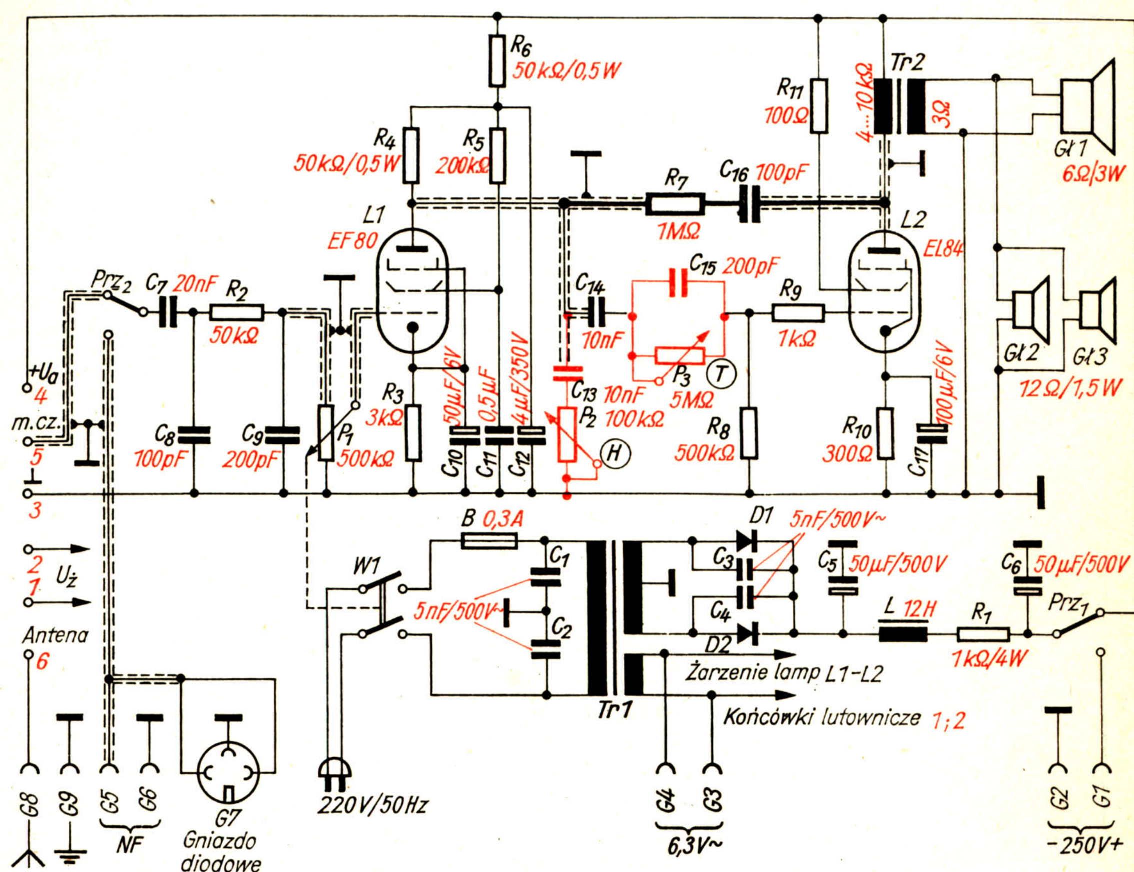
Poznaliśmy podstawy radiotechniki i wypróbowaliśmy naprawdę użyteczny układ radioodbiornika. A teraz zbudujemy prawdziwe radio. I tu zastosujemy układ detekcji siatkowej typu audion ze sprzężeniem zwrotnym oraz dwustopniowy wzmacniacz częstotliwości akustycznej, ale wprowadzimy przy tym szereg ulepszeń. Obudowa naszego radioodbiornika musi być drewniana, ponieważ materiał ten umożliwia wyjątkowo dobre odtwarzanie dźwięków, a przy tym wygląda estetycznie. Najlepiej kupić obudowę w wykonaniu fabrycznym. W Składnicy Harcerskiej i w sklepach z wybrakowanymi materiałami radiotechnicznymi znajdują się takie obudowy odbiorników, które już nie są produkowane. Obudowa wzorcowa, której użył autor, ma wymiary:

- szerokość 60 cm,
- głębokość 25 cm,
- wysokość 40 cm.

Poszczególne zespoły naszego odbiornika wykonamy oddzielnie, żeby później podczas budowy innych typów odbiorników nie trzeba było konstruować ciągle tych samych elementów. Do każdego radioodbiornika potrzebny jest wzmacniacz częstotliwości akustycznej i zasilacz. Te dwa zespoły budujemy jako całość na oddzielnym chassis. Będą się one zawsze znajdowały w obudowie; wymieniać będziemy tylko pozostałe zespoły. Dlatego rozpoczniemy od budowy wzmacniacza. Układ jego połączeń podany jest na rys. 175. Kondensatory C_1 i C_2 o pojemności 5 nF, na napięcie 500 V~ służą jako *kondensatory przeciwzakłóceniowe*; C_3 i C_4, również 5 nF/500 V~, mają zapobiegać występowaniu przydźwięku sieci. Zjawisko to może wystąpić wówczas, gdy istniejące jeszcze pozostałości wielkiej częstotliwości dostaną się do zasilacza i modulowane są w prostowniku częstotliwością sieci. Transformator *Tr1* obliczamy na następujące parametry pracy: dwa uzwojenia 250 V/80 mA i 6,3 V/2 A. Na rdzeń M85 nawijamy 1010 zwojów miedzianym drutem nawojowym ∅ 0,4 mm (uzwojenie pierwotne), następnie nawijamy 2 × 1240 zwojów drutem miedzianym ∅ 0,2 mm i 31 zwojów drutem ∅ 1,0 mm (uzwojenia wtórne). Stosujemy dwa prostowniki selenowe na 250 V i 100 mA. Dławik wygładzający o szczelinie 0,5 mm powinien mieć indukcyjność około 12 H. Wymaga to 3500 zwojów drutu

miedzianego ∅ 0,2 mm. Zastosujemy rdzeń typu EI 66. Aby zasilacza tego można używać również do innych celów, doprowadzamy napięcie żarzenia do dwu gniazdek wyjściowych, a wyjście napięcia wyprostowanego wykonujemy jako przełączalne (*Prz*₁). Dodatkowy rezystor wygładzający R_1 w pewnych warunkach można pominąć.

Częstotliwość akustyczna odbiornika przechodzi przez końcówki lutownicze 5 i 3 na wejście wzmacniacza. Tu znów znajduje się człon wygładzający w. cz. znany nam z układu detekcji siatkowej typu audion. Prz_2 umożliwia nam włączanie siatki lampy na dwa oddzielne wejścia małej częstotliwości: do pary gniazd *G5* i *G6* można doprowadzić dowolne źródło częstotliwości akustycznej, do gniazda diodowego magnetofon lub adapter z wtykiem diodowym. Potencjometr logarytmiczny regulacji natężenia głosu P_1 zastosujemy jako rezystor upływowy siatki dla stopnia wstępnego. Jest z nim sprzęgnięty wyłącznik główny *W1*.

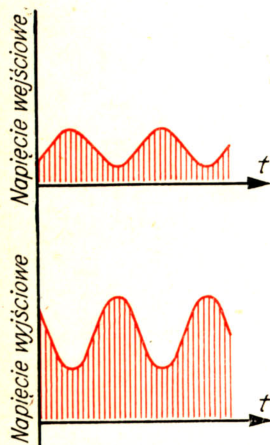


Rys. 175
Schemat wzmacniacza częstotliwości akustycznej z zasilaczem dla odbiornika o wymiennych członach

Człony *RC* służą do regulowania barwy dźwięku

Wzmocniony wstępnie sygnał z anody EF 80 przedostaje się do trzech członów *RC* z pomocą których możemy zmieniać barwę dźwięku. Zbadajmy przede wszystkim wpływ członu $C_{13}P_2$. Niech nastawiona na potencjometrze rezystancja równa będzie zeru. Wówczas między anodą a masą znajduje się tylko pojemność $C_{13} = 10$ nF. Dla częstotliwości akustycznej 100 Hz reaktancja wynosi 160 kΩ (sprawdzić!). Im wyższy dźwięk, tym mniejsza reaktancja. Przy 10 kHz wynosi ona tylko 1,6 kΩ. Sygnał w. cz. w związku z tym przechodzi przez C_{13} do masy i na wejściu stopnia końcowego już nie występuje. Za pomocą potencjometru P_2 możemy odpowiednio nastawić tłumienie wyższych tonów. Drugi człon *RC* (R_7C_{16}) znajduje się między wyjściem i wejściem stopnia końcowego, stanowiąc układ sprzężenia zwrotnego.

W układzie detekcji siatkowej typu audion energia sprzężenia zwrotnego wykorzystana była do powiększenia napięcia wejściowego. Ten rodzaj sprzężenia zwrotnego będziemy nazywali dlatego *sprzężeniem zwrotnym dodatnim*. Rozpatrzmy raz jeszcze rys. 69. Prąd anodowy jest największy wtedy, gdy napięcie wejściowe lub sumaryczne napięcie siatkowe jest najmniejsze. Osiąga on minimum, gdy napięcie wejściowe jest największe. Duży prąd anodowy powoduje jednak również duży spadek napięcia na rezystorze roboczym.



Rys. 176
Napięcie wejściowe i wyjściowe

Wróćmy do wzmacniacza częstotliwości akustycznej. Na rys. 176 napięcie wejściowe U_s i wyjściowe U_{Ra} mają kierunki odwrotne w stosunku do siebie. Jeśli – jak w naszym wzmacniaczu – część U_{Ra} doprowadzimy na wejście, to napięcie U_s zostanie zmniejszone. W tym przypadku mówimy o *sprzężeniu zwrotnym ujemnym*. Sprzężenie dodatnie w audionie uzyskaliśmy przez odpowiednie włączenie cewki obwodu rezonansowego i cewki sprzężenia zwrotnego. Jeśli obie cewki mają tę samą biegunowość, występuje sprzężenie ujemne.

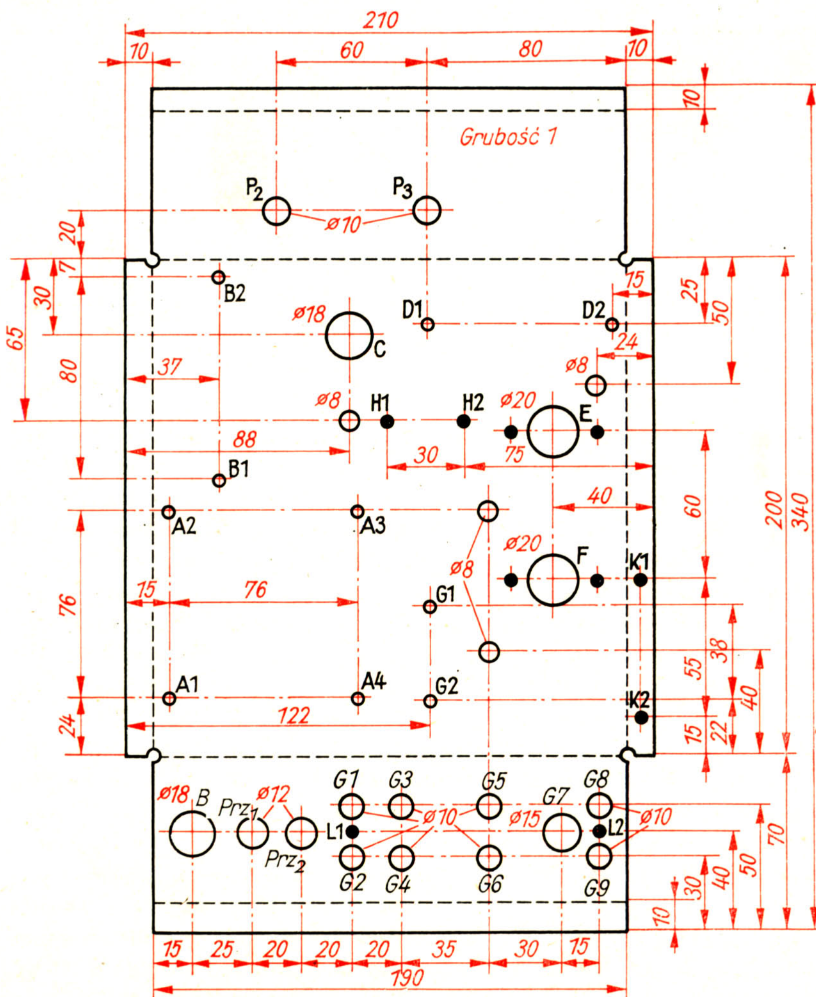
Głównym zadaniem ujemnego sprzężenia zwrotnego we wzmacniaczu częstotliwości akustycznej jest zmniejszenie własnych zniekształceń nieliniowych i szumów. W ten sposób przez sprzężenie ujemne uwypukla się cały wzmacniany zakres częstotliwości. W naszym przypadku należy uwypuklić tony niskie. Dlatego współczynnik sprzężenia ujemnego musi być mniejszy dla małych częstotliwości niż dla dużych. Zadanie to spełnia w naszym układzie kondensator C_{16} o pojemności 100 pF. Reaktancja jego dla niskich częstotliwości akustycznych jest duża; w ten sposób dźwięki niskie będą osłabione mniej niż wysokie.

Za pomocą trzeciego członu RC w obwodzie siatkowym lampy głośnikowej możemy według uznania mniej lub więcej osłabiać niskie tony. Jeśli włączymy całą rezystancję P_3, duża reaktancja C_{15} stanowi poważną przeszkodę dla małych częstotliwości, co powoduje znaczne osłabienie dźwięku. Jeśli jednak nastawimy rezystancję potencjometru na zero, to C_{15} zostanie zwarty, a częstotliwości odpowiadające dźwiękom wysokim i niskim przedostają się nie osłabione na siatkę lampy głośnikowej.

Rezystory R_9 i R_{11} przy siatce sterującej i ekranującej lampy EL 84 nie mają żadnego wpływu na działanie wzmacniacza. Muszą one zapobiegać

występującemu w pewnych okolicznościach samowzbudzeniu. Do transformatora dopasowującego, na wyjściu, dołączone są trzy głośniki: *Gł1* jest zwykłym głośnikiem szerokopasmowym, 6 Ω, 3 W. Równolegle do niego włączone są jeszcze dwa głośniki wysokotonowe *Gł2* i *Gł3*, każdy o rezystancji 12 Ω i mocy 1,5 W. Uzwojenie wtórne transformatora dopasowującego powinno zatem być przystosowane do rezystancji 3 Ω. Głośniki *Gł2* i *Gł3* nie są nieodzownie konieczne, ale przyczyniają się do lepszego odtwarzania wysokich dźwięków. Pierwotna impedancja transformatora dopasowującego może mieścić się w zakresie 4—10 kΩ.

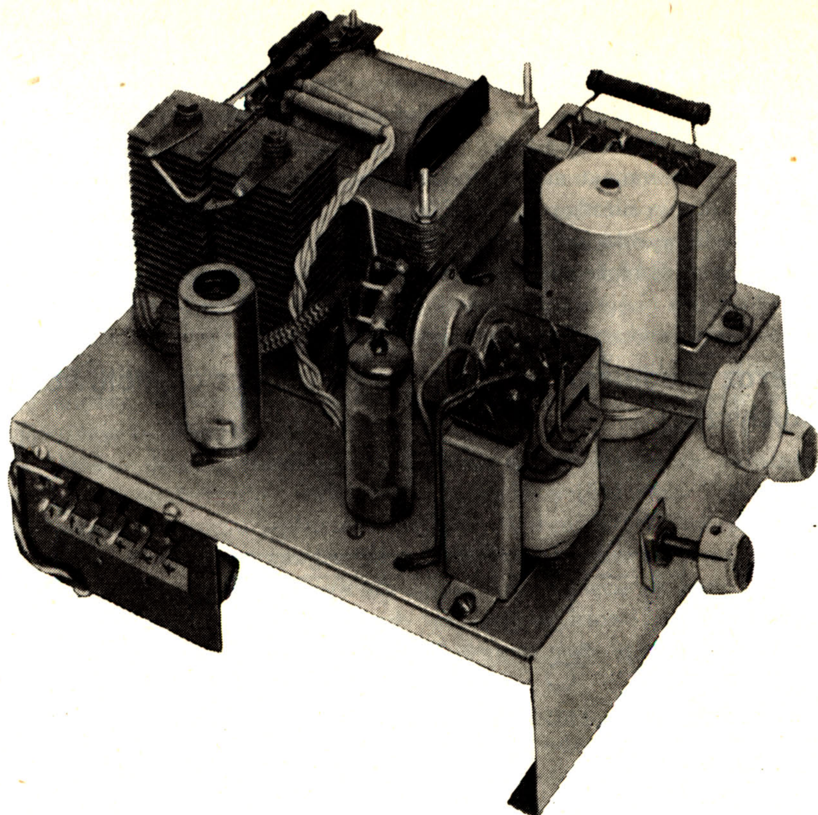
A teraz zbudujemy zasilacz i wzmacniacz częstotliwości akustycznej



Rys. 177
Chassis wzmacniacza częstotliwości akustycznej

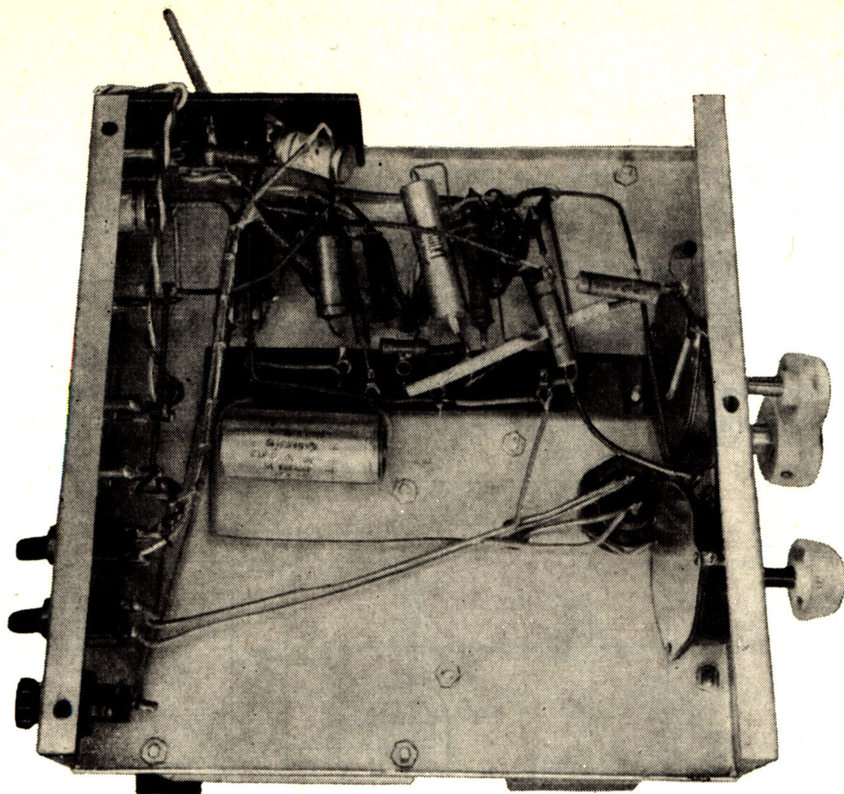
---- *Linia gięcia*
● *Otwór o średnicy 3,5*
wszystkie pozostałe otwory ⌀4,5

Rys. 178
Pierwszy zespół:
wzmacniacz akustyczny z zasilaczem



Chassis tych zespołów podano na rys. 177. Jako materiał najlepiej zastosować blachę aluminiową o grubości 1,5 mm. Ale wystarczy również zwykła blacha stalowa czarna o grubości 1 mm. Cztery otwory A1 do A4 służą do przykręcenia transformatora sieciowego. W B1 i B2 mocujemy dławik. Jako kondensatory wyrównujący i wygładzający przykręcimy do chassis w punkcie C podwójny kondensator elektrolityczny. Jest to jedyne miejsce, w którym chassis połączone jest elektrycznie z układem. Od podłożonej w tym miejscu podkładki (masa!) prowadzi połączenie do końcówki masy na podstawce lampy głośnikowej. W punktach D1 i D2 umieszczamy transformator głośnikowy. Podstawka lampy EL 84 umieszczona jest pod E, podstawka lampy EF 80 przykręcona jest w F razem z końcówką ekranu. G1 i G2 są otworami służącymi do mocowania obu prostowników selenowych. Inne szczegóły właściwego wygięcia chassis i zamocowania podzespołów wyjaśnia rys. 178.

Potencjometr regulacji natężenia dźwięku z wyłącznikiem głównym W_1 mocujemy na wsporniku z blachy, przykręconym do chassis w punktach H1 i H2. Na płytce izolacyjnej o wymiarach 85 mm × 58 mm, umocowanej z boku chassis (K1, K2) znajdują się końcówki lutownicze 1 do 6. Służą one do łączenia wzmacniacza z jednym z wymienionych zespołów odbiornika, które będziemy kolejno wymieniali. W otworze B1 z tyłu chassis

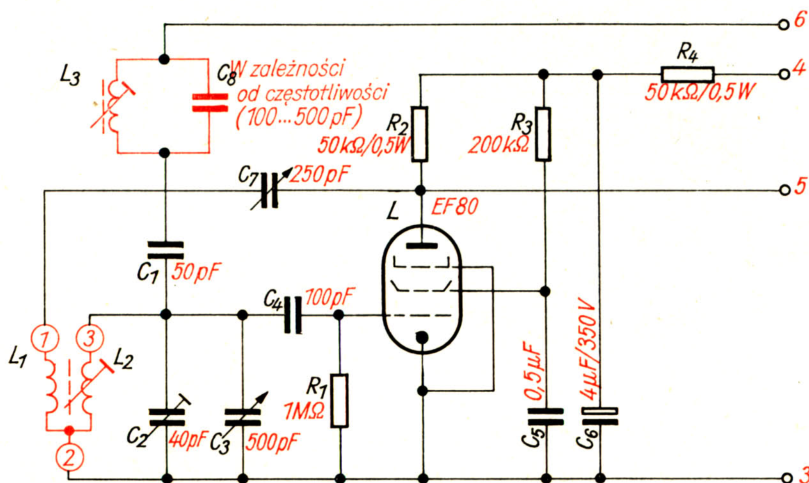


Rys. 179
Wygląd montażu elektrycznego wzmacniacza

umieścimy oprawę bezpiecznika, a w Prz_1 i Prz_2 wyłączniki błyskawiczne. Gniazdka radiowe i gniazdo diodowe przykręcimy do płytki izolacyjnej o grubości 5 mm i o wymiarach 120 × 50. Główki gniazd nie mogą dotykać chassis. Płytkę mocujemy w L1 i L2. W obu otworach o średnicy 10 mm z przodu chassis umieszczamy potencjometry regulacji barwy dźwięku.
Rys. 179 wyjaśnia nam, jak są poprowadzone połączenia od wewnątrz chassis. Rezystory i kondensatory lutujemy możliwie krótko. Przydaje się do tego bardzo krótka listwa lutownicza. Poszczególne przewody, które przenoszą dalej częstotliwości akustyczne – fachowcy nazywają je przewodami „gorącymi" – należy starannie ekranować. Przewody żarzenia skręcamy ze sobą. Jeden z nich przy podstawce lampy łączymy zawsze z masą. Uważamy na to, aby zawsze przy wszystkich podstawkach był to ten sam biegun w obwodzie żarzenia. Po wykonaniu połączeń przeprowadzamy próbę napięciową, bez lamp, ale z jednym co najmniej głośnikiem. Potem następuje właściwa próba działania. Mocujemy głośnik w obudowie i włączamy napięcie. Jako źródło napięcia o częstotliwości akustycznej wykorzystujemy odbiornik detektorowy lub audion bez wzmacniacza częstotliwości akustycznej. Przekonamy się jeszcze, jak działają oba regulatory barwy dźwięku. Jeśli jesteśmy zadowoleni z wyniku, zabieramy się do budowy właściwego odbiornika.

Pierwszy odbiornik – audion

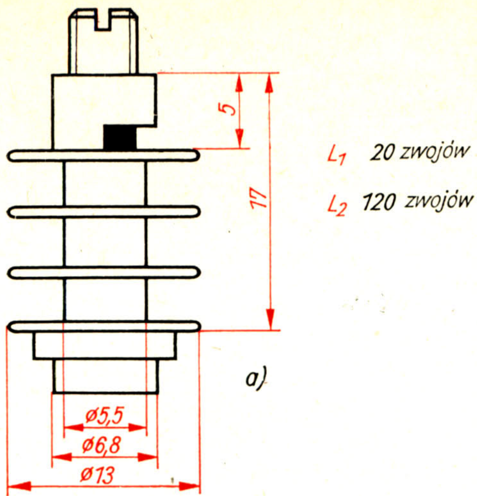
Układu, w jakim pracuje nasz audion doświadczalny, tutaj nie zastosujemy. Realizowane rozwiązanie będzie miało wiele szczegółów ulepszonych. Znacznie podniesiemy wzmocnienie zastępując triodę pentodą. Zastosujemy lampę EF 80, jak w pierwszym stopniu wzmocnienia. Podczas dotychczasowych prób odbioru zauważyliśmy na pewno, że silna radiostacja lokalna nawet przy maksymalnym sprzężeniu zwrotnym „przebija" w bardzo szerokim zakresie. Trzeba więc zapobiec przedostawaniu się tego sygnału do obwodu rezonansowego. Duża impedancja potrzebna jest tylko dla tej jednej częstotliwości, którą należy wytłumić. Częstotliwości wyższe i niższe powinny być przez nią przenoszone bez widocznego osłabienia. Rezystory zależne od częstotliwości, w rodzaju użytych w układzie regulacji barwy dźwięku, są tu nieprzydatne, ponieważ poczynając od pewnej

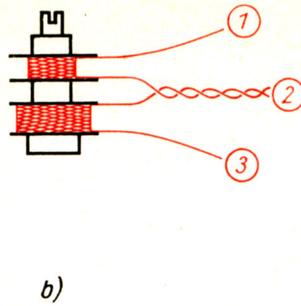


Rys. 180
Układ połączeń odbiornika typu audion

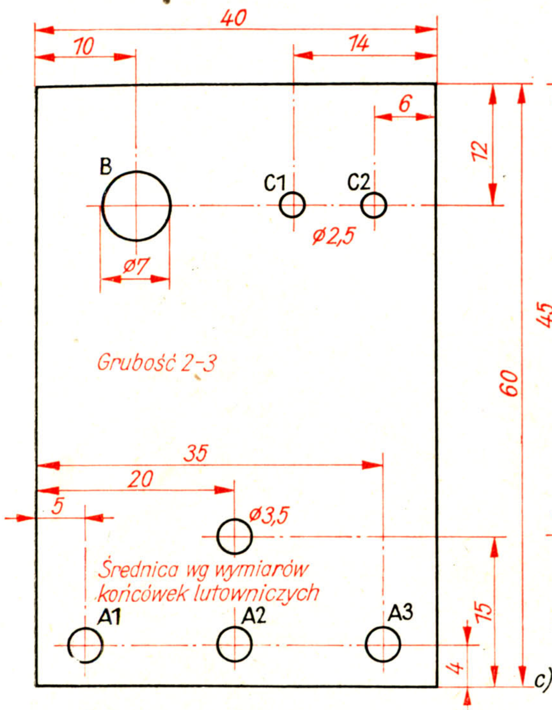
wartości, tłumią one *wszystkie* częstotliwości. Wróćmy do doświadczenia, w którym zapoznaliśmy się z przesunięciem fazowym w obwodzie rezonansowym (patrz rys. 49 i odpowiedni ustęp tekstu). W obwodzie zewnętrznym natężenie prądu będzie najmniejsze wtedy, gdy częstotliwość własna obwodu „wewnętrznego" będzie równa częstotliwości prądu pobudzającego, a więc przy rezonansie. Dlatego potrzebny jest drugi obwód rezonansowy nastrojony na częstotliwość stacji lokalnej i włączony w doprowadzenie antenowe. Ze względu na takie włączenie nazywamy go *eliminatorem szeregowym*.

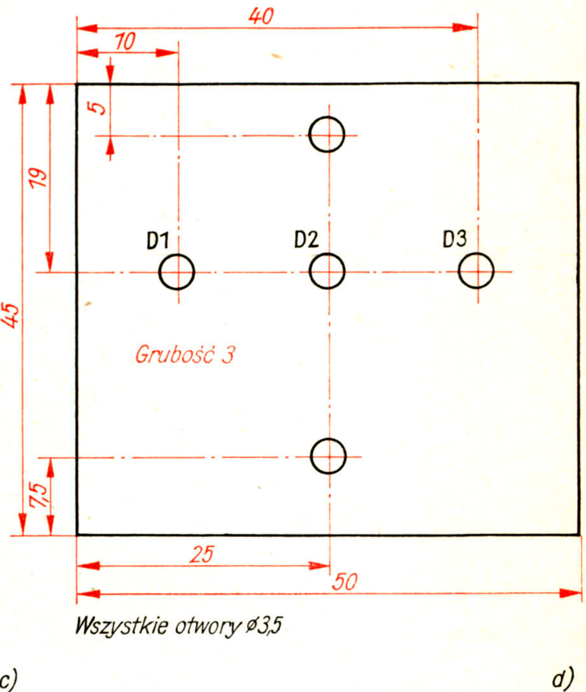
Na rys. 180 podano układ połączeń ulepszonego audionu. Można tu pominąć człon filtru w. cz.; jest on wbudowany we wzmacniacz. Cewkę obwodu drgającego L_2 i cewkę sprzężenia zwrotnego L_1 nawijamy drutem ∅ 0,2 mm w ten sam sposób na trójdzielny korpus z rdzeniem regulacyjnym zgodnie z rys. 181a. Rys. 181b przedstawia sposób nawinięcia. W układzie połączeń rzeczą nową jest trymer $C_2 = 40$ pF. W odbiorniku jednoobwodowym nie jest on niezbędny. Ma on na celu dostrojenie obwodu rezonansowego do żądanej najwyższej częstotliwości zakresu. Korpus cewki i trymer

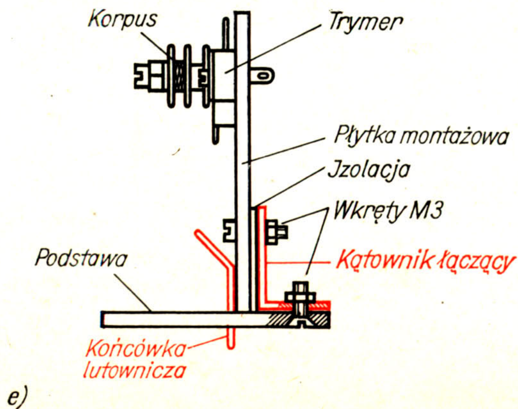


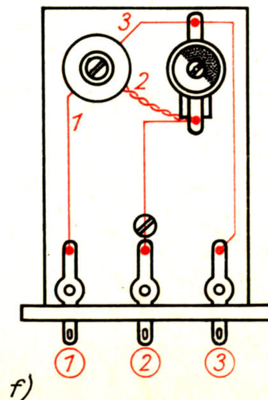


Rys. 181
Zespół cewek dla audionu:
a) trójdzielny korpus;
b) sposób nawinięcia cewek;
c) płytka montażowa;
d) podstawa;
e) wspornik po zmontowaniu;
f) układ połączeń

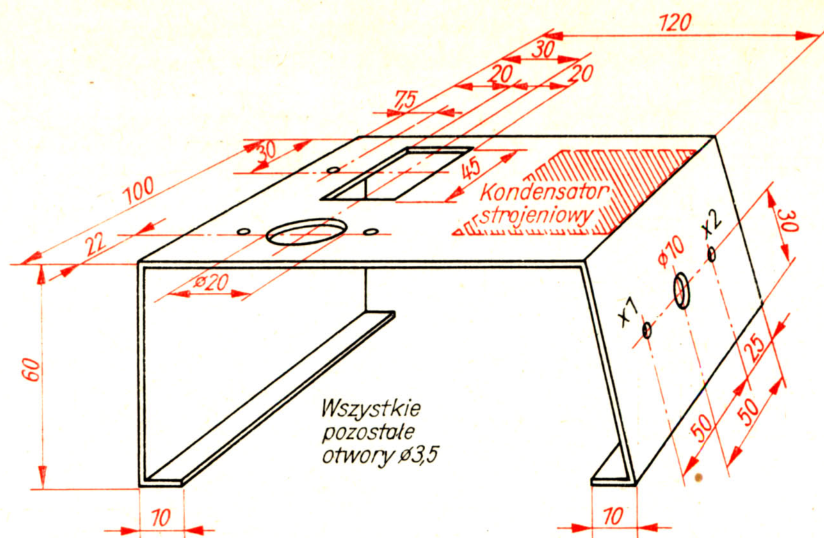




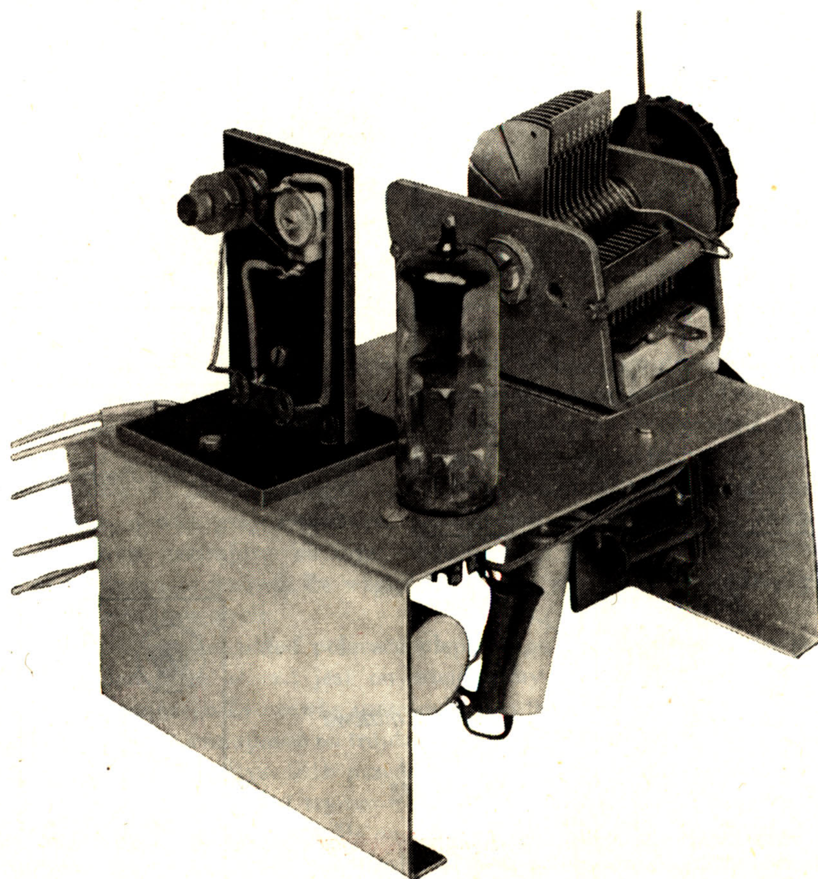


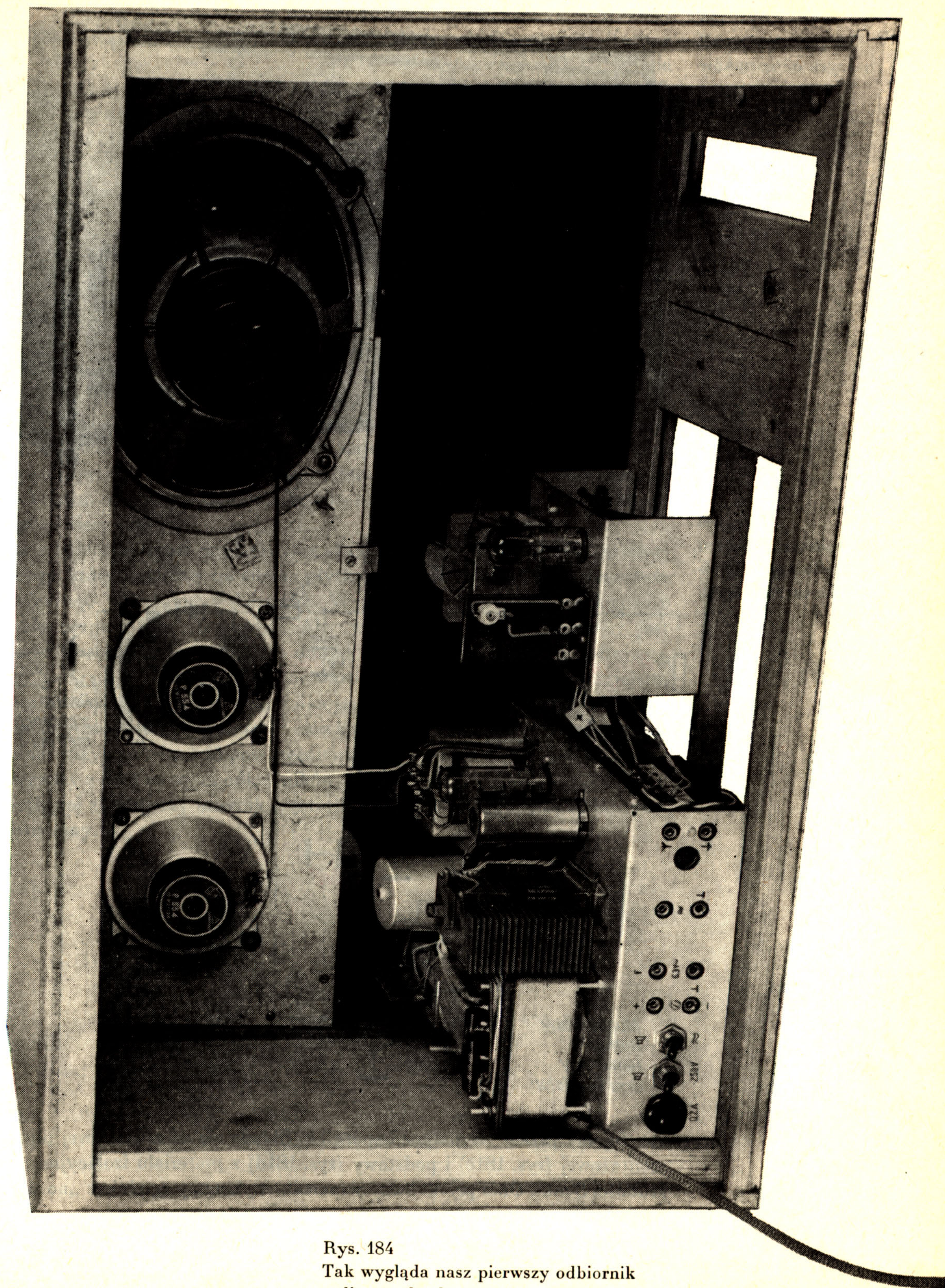


Rys. 182
Chassis audionu



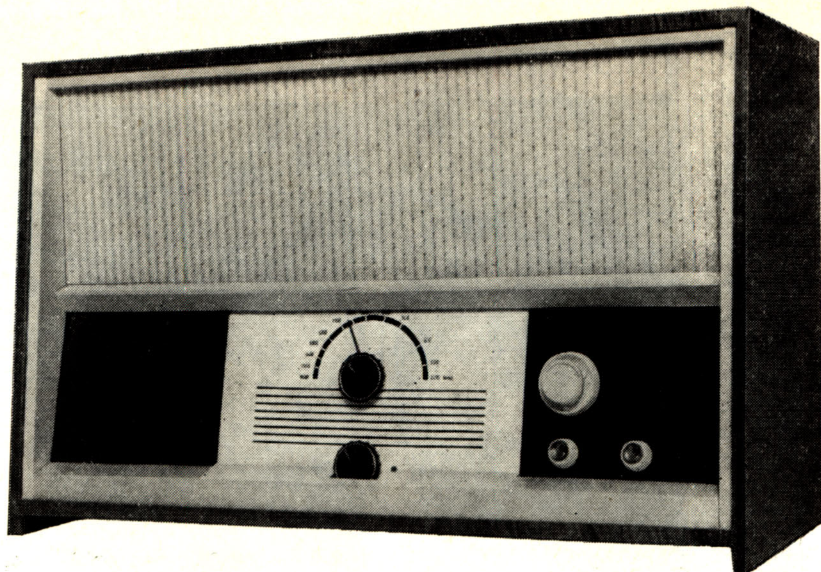
Rys. 183
Drugi zespół: audion



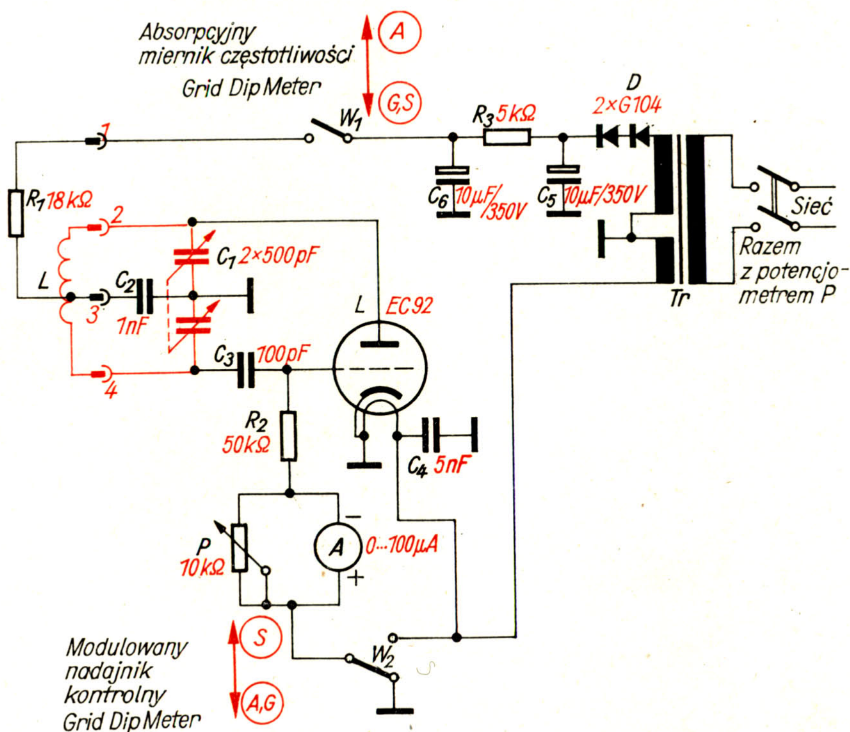


Rys. 184
Tak wygląda nasz pierwszy odbiornik radiowy od tyłu

Rys. 185
Oto pierwszy z serii naszych odbiorników



Rys. 186
Schemat połączeń rezonansowego miernika częstotliwości

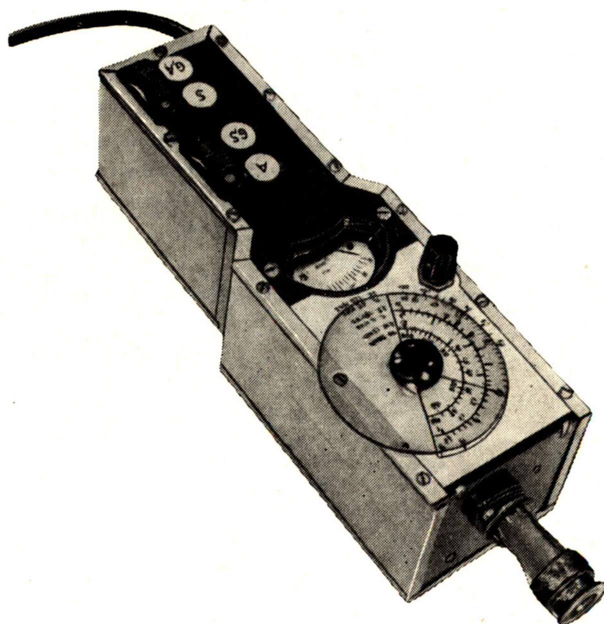


montujemy razem na małym wsporniku. Składa się on z właściwej płytki montażowej (rys. 181c) i podstawy (rys. 181d) z materiału izolacyjnego o grubości 3 mm. Obie płytki łączy wspornik, wykonany zgodnie z ,,normą" N1 (rys. 6).

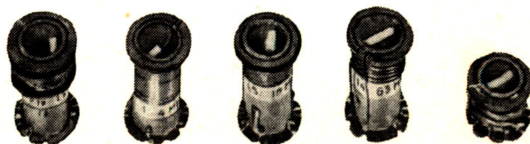
Wymiary: $a=20$; $b=14$; $c=16$; $d=1$; $e=8$; $f=5$; $h=5$; $i=k=3{,}5$. W otwory od A1 do A3 należy wnitować końcówki lutownicze. Korpus cewki przyklejamy w B. C_1 i C_2 służą do zamocowania trymera. Następnie wkładamy wystające piórka końcówek lutowniczych w trzy otwory D w podstawie tak, aby końcówka zamocowana w A1 przechodziła przez D1. Rys. 181e przedstawia sposób połączenia obu płytek. Kawałek płytki izolacyjnej o grubości 1,5 mm ma zapobiec zwarciu środkowej końcówki ze wspornikiem. Przewody łączące na płytce należy poprowadzić zgodnie z rys. 181f. Audion zbudujemy na chassis z blachy. Ostateczny jego kształt należy dostosować do wymiarów posiadanej obudowy. Główne wymiary podano na rys. 182. Kondensator zmienny mocujemy tak, aby oś jego wystawała dokładnie w środku chassis nad przednią krawędzią. Rys. 183 wskazuje, jak należy zamocować poszczególne elementy.
Cewkę eliminatora szeregowego nawijamy także drutem miedzianym emaliowanym ∅ 0,2 mm na korpusie trójdzielnym. Powinna ona zawierać około 80 zwojów. Pojemność kondensatora w eliminatorze zależy od częstotliwości stacji lokalnej, którą należy wytłumić. Po przyłączeniu audionu do wzmacniacza dostrajamy się do najsilniejszej stacji. Wkręcając lub wykręcając rdzeń regulacyjny eliminatora szeregowego znajdziemy miejsce, w którym natężenie dźwięku będzie najmniejsze. Zabierze to nam na pewno nieco czasu.
Nasz odbiornik musi mieć również skalę. Zrobimy ją z brystolu kreślarskiego, który nakleimy na cienką płytkę izolacyjną. W gałkę kondensatora zmiennego wkładamy wskazówkę. W punktach X1 i X2 przykręcamy skalę bezpośrednio do chassis. Aby wycechować skalę, niezbędny jest miernik częstotliwości. Ponadto obwód drgający powinien być zestrojony, tzn. muszą być dokładnie ustalone wartości jego największej i najmniejszej częstotliwości własnej. Bez miernika jest to dość trudne. Dlatego najpierw zrobimy na skali tylko znaczki ołówkiem. W ten sposób będziemy mogli mimo wszystko odnaleźć poszczególne stacje. Rys. 184 i 185 przedstawiają pierwszy z serii naszych odbiorników.
Najlepiej zbudujemy miernik częstotliwości od razu, bo często będzie nam potrzebny.

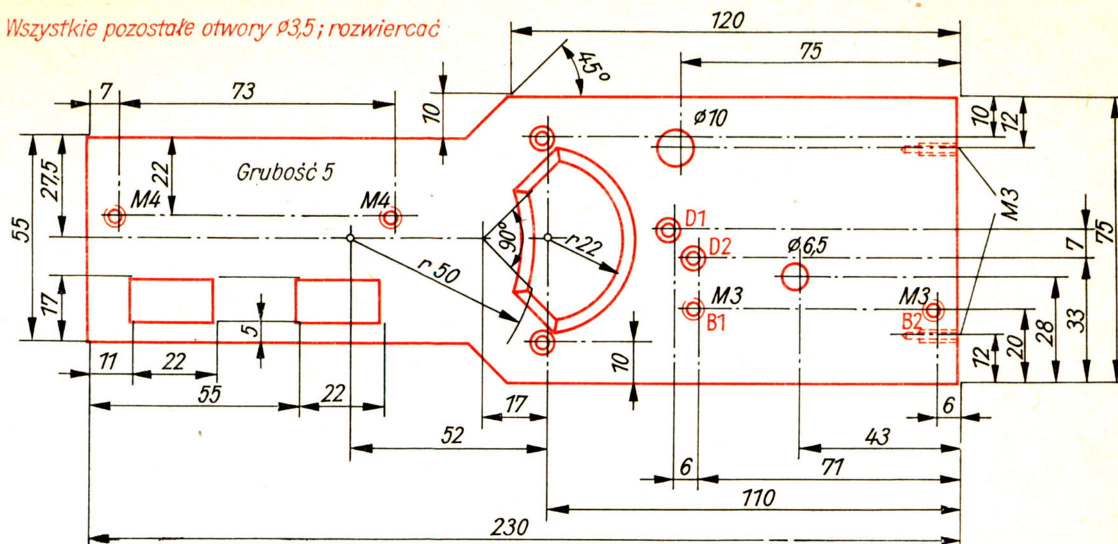
9. Miernik częstotliwości jest niezbędny

Radioamator, który nie chce zadowolić się tylko najprostszymi odbiornikami, powinien dysponować miernikiem częstotliwości. Przyrząd ten to po prostu generator. Jego układ połączeń podano na rys. 186. Na pewno od razu zauważymy podobieństwo do generatora akustycznego z rys. 149. Nowym elementem jest czuły mikroamperomierz (100 μA) w obwodzie siatkowym. Stanowi on właściwy przyrząd pomiarowy. Gotowy miernik przedstawia rys. 187. Cewka obwodu rezonansowego znajduje się na przed-



Rys. 187
Rezonansowy miernik częstotliwości

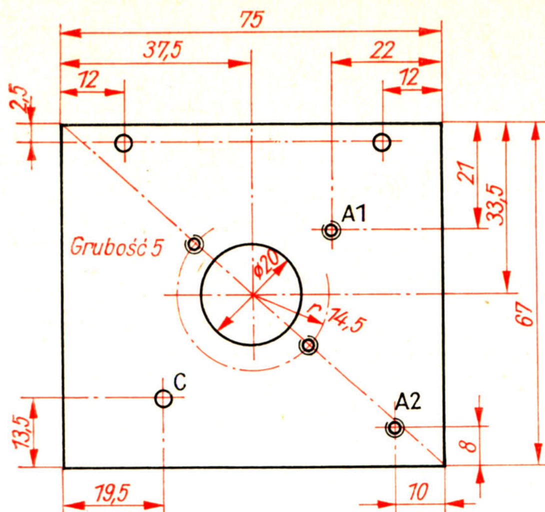


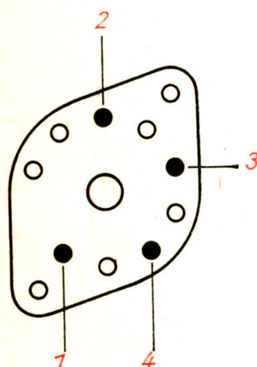


Rys. 188
Płytka wierzchnia miernika częstotliwości

niej ścianie. Przez zastosowanie sześciu wymiennych cewek miernik częstotliwości pokrywa zakres pomiarowy 160 kHz do 120 MHz. Jak się nim posługiwać? Wyłącznik W_1 niech będzie zamknięty, W_2 włączony na masę. Cewka promieniuje drgania wielkiej częstotliwości. Zbliżamy cewkę do dowolnego obwodu rezonansowego tak, żeby wystąpiło sprzężenie indukcyjne, pobudzimy go w ten sposób do drgań.
Obserwujemy amperomierz i kręcimy gałką skali kondensatora zmiennego C_1. Kiedy częstotliwość generatora zrówna się z częstotliwością własną obwodu rezonansowego, generator oddaje maksimum energii drgań; prąd siatkowy zmniejsza się, wskazówka amperomierza opada. Po przekroczeniu częstotliwości rezonansowej wskazówka przyrządu podąża z powrotem do pierwotnego położenia. Ten przebieg prądu siatkowego spowodował, że częstotliwościomierz rezonansowy nazywamy *Grid – Dip – Meter*, co można przetłumaczyć jako miernik wklęśnięcia prądu siatki. W ten sposób możemy mierzyć częstotliwość rezonansową *biernych* obwodów rezonansowych.
Jeśli interesuje nas częstotliwość pracy jakiegoś generatora, to otwieramy wyłącznik W_1, zdejmując w ten sposób napięcie anodowe z EC 92. Siatka i katoda lampy stanowią teraz diodę, która prostuje napięcie w. cz. doprowadzane z obwodu. W przypadku rezonansu mikroamperomierz wskazuje największy prąd. W ten sposób przeprowadzamy pomiary w czynnych obwodach rezonansowych. W obu metodach pomiarowych ważne jest możliwie niewielkie sprzężenie miernika częstotliwości z obiektem pomiaru. Powinno być ono najwyżej takie, żeby można jeszcze było odczytać wychylenie przyrządu.
Przełącznik W_2 umożliwia zastosowanie trzeciej metody pomiaru. Jeśli włączymy go w obwód uzwojenia żarzenia transformatora *Tr*, to w. cz. będzie modulowana częstotliwością 50 Hz. Słyszalny w odbiorniku przydźwięk będzie nam pomocny przy strojeniu odbiorników.

Rys. 189
Czoło miernika częstotliwości

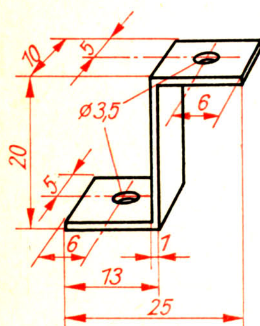




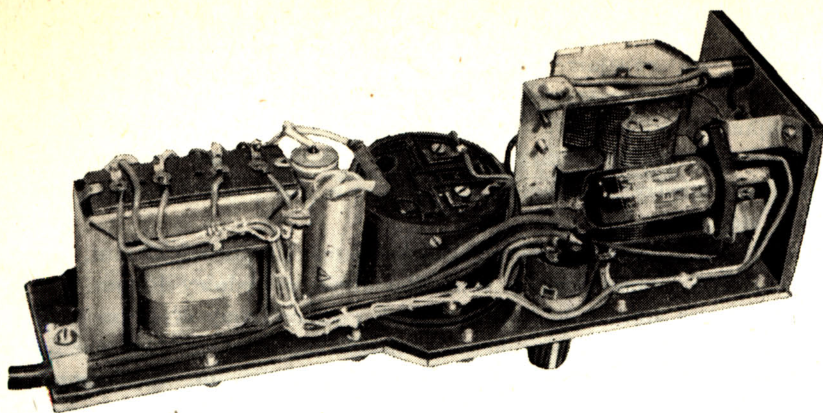
Rys. 190
Doprowadzenia do gniazda wtykowego cewek (widok od spodu)

Zajmijmy się teraz budową naszego miernika częstotliwości. Transformator nawijamy na rdzeniu typu EI 54, z blach ułożonych na przemian. Uzwojenie pierwotne zawiera 3520 zwojów drutu miedzianego ∅ 0,1 mm, uzwojenie anodowe 2100 zwojów takiego samego drutu, a uzwojenie żarzenia 100 zwojów drutu ∅ 0,4 mm. Jako płyta montażowa służyć nam będzie tym razem wierzch miernika. Wykonamy go według rys. 188 z płyty izolacyjnej o grubości 5 mm. Następnie z blachy puszki po konserwach wycinamy pasek o szerokości 9 mm i długości 535 mm. Trzeba go wygiąć tak, aby jedna półka powstałego w ten sposób kątownika miała 6 mm, a druga 3 mm. Powstały profil dopasujemy do kształtu płyty wierzchniej (por. też rys. 187) i przykręcimy go do niej. Wystarczy 12 wkrętów M3. Między brzegiem płyty górnej i kątownikiem musi pozostać jeszcze tyle miejsca, aby później bez trudności wsunąć obudowę, którą wykonamy również z blachy puszki po konserwach.

Właściwy montaż rozpoczynamy od ściany przedniej przyrządu według rys. 189. Materiał stanowi tu znów płytka izolacyjna o grubości 5 mm. W otwór środkowy wkładamy dziewięcionóżkową podstawkę lampy. Wykorzystane będą tylko cztery wtyki; przyjmijmy, że będą to te, które pokazano na rys. 190. W punkcie 1 przylutujemy przewód o długości 20 cm, w punkcie 2 – dwa przewody i w punkcie 4 jeden przewód, każdy około 10 cm długości. Należy od razu przylutować oba kondensatory C_2 i C_3. Siedmionóżkową podstawkę dla lampy EC 92 przykręcamy do dwu wsporników (por. rys. 191) w A1 i A2 na ścianie przedniej przyrządu. Z rys. 192 widać, jak to należy zrobić. Przed połączeniem ściany przedniej z górną wykonujemy jak najwięcej połączeń. Później byłoby nam bardzo trudno dostać się do obu podstawek. Kondensator zmienny 2 × 500 pF mocujemy na wierzchniej płytce przyrządu w B1 i B2 za pomocą dwóch wsporników typu N1 (rys. 6): $a = 12$; $b = 8$; $c = 10$; $d = 1$; $e = 5$; $f = 4$; $h = 4$; $i = k = 3,5$. Tulejka średnicy około 8 mm i długości 13 mm zapewnia właściwy odstęp między kondensatorem a ścianą przednią. Łączymy wszystkie trzy części w C za pomocą wkrętu M3.

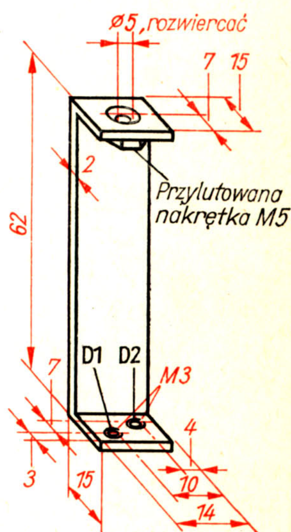


Rys. 191
Wspornik dla podstawki lampy



Rys. 192
Rozmieszczenie zespołów przyrządu

Nastąpi teraz dalszy ciąg montażu. Między miernik a ścianę górną wkładamy pierścień gumowy, żeby przy dokręcaniu wkrętów nie uszkodzić przyrządu. Aby zamocować obudowę, musimy wykrępować jeszcze jeden wspornik. Wymiary jego weźmiemy z rys. 193. W D1 i D2 przykręcimy go do płytki górnej przyrządu. Samą obudowę wykonamy z blachy pudełka po konserwach. Najpierw wytniemy dno ściśle według wierzchu przyrządu. Dokoła dajemy naturalnie margines o szerokości 5 mm, który posłuży do lutowania. Należy go wygiąć pod kątem prostym. W odległości 74 mm od przedniej krawędzi wiercimy w środku otwór o średnicy 5 mm. Ściankę obudowy wygniemy z paska blachy o szerokości 66 mm i przylutujemy do dna. Aby zapobiec zwarciu transformatora do obudowy, wklejamy w odpowiednim miejscu wewnątrz obudowy kawałek tektury.

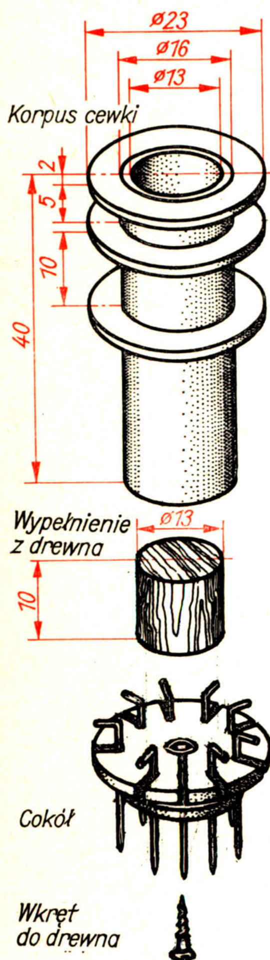


Rys. 193
Wspornik obudowy

Korpusy cewek wykonujemy jak poprzednio z brystolu kreślarskiego i tektury. Na pręcie o średnicy 13 mm nawijamy i sklejamy z pasków brystolu rurkę o długości 25 cm. Średnica zewnętrzna wynosić ma 16 mm. Po wyschnięciu należy odciąć pięć odcinków o długości 40 mm i jeden o długości 20 mm. Z tektury o grubości 2 mm wykonamy następnie 20 przekładek pierścieniowych. Wymiary podaje rys. 194. Na dwa długie korpusy założymy po trzy przekładki, na pozostałe po jednej od strony czołowej. Sklejamy wszystko starannie hermolem lub cristal-cementem i nasycamy kilkakrotnie szelakiem. Po wyschnięciu od tej strony, gdzie nie ma przekładki, przyklejamy ciasno do każdego z sześciu korpusów cewek kawałek drewna, który stanowi wypełnienie. Całość wklejamy w dziewięcionóżkowy wtyk i dodatkowo mocujemy małym wkrętem do drewna.

Pierwsza cewka, przeznaczona dla zakresu częstotliwości 160 do 500 kHz składa się z 500 zwojów drutu nawojowego ∅ 0,2 mm. 125 zwojów nawiniemy w części o szerokości 5 mm, pozostałe 375 zwojów – w szerszej. Spróbujemy zastosować coś w rodzaju uzwojenia krzyżowego. Końce cewki sklejamy za pomocą kropli kleju uniwersalnego. W każdym razie nie wolno cewki nasycać szelakiem ani smarować klejem, ponieważ wówczas jej pojemność własna stanie się zbyt duża. W otwór cewki wkładamy rezystor

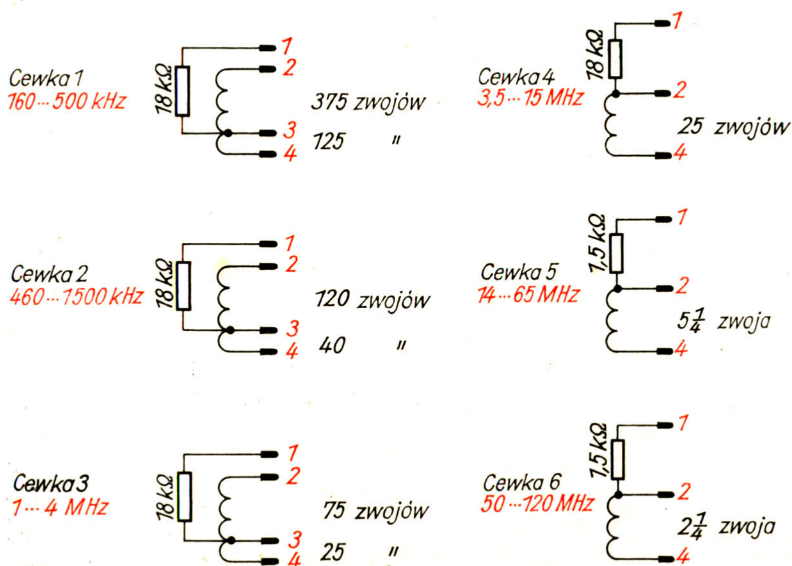
Rys. 194
Wykonanie korpusu cewki



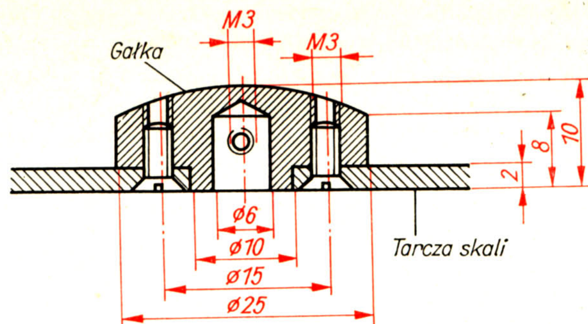
18 kΩ. Układ połączeń cewki i rezystora podaje rys. 195. Druga cewka różni się od pierwszej tylko liczbą zwojów. Trzecią nawiniemy, o ile to możliwe, na nawijarce, jednowarstwowo, zwój przy zwoju, drutem ∅ 0,2 mm. Począwszy od czwartej cewki układ połączeń będzie inny. Nawijamy dalej jednowarstwowo drut ∅ 0,4 mm. Do cewek 5 i 6 będą przyłączone mniejsze rezystory. Drut nawojowy ma średnicę 1 mm. Odległość między poszczególnymi zwojami w piątej cewce wynosi 1 mm – w szóstej 3 mm.

Jako tarczę skali wycinamy z pleksiglasu krążek o grubości 2 mm, o średnicy 70 mm i przewiercamy w środku otwór o średnicy 10 mm. Tarczę nacinamy od środka do krawędzi skali i zaczerniamy czarnym tuszem. Nacięcie to będzie nam służyło jako wskazówka. Na okręgu koła o średnicy 15 mm wykonamy naprzeciwlegle dwa otwory 3,5 mm, nawiercone od strony nacięcia. Tarczę skali przykręcamy do gałki wykonanej, zgodnie z rys. 196, z płytki izolacyjnej.

Pozostaje jeszcze tylko wyskalowanie naszego przyrządu, z czym należy zwrócić się do najbliższego klubu Polskiego Związku Krótkofalowców, ZHP lub radioklubu LOK. Pomogą nam tam na pewno. Potrzebne nam będzie sześć skal do cechowania, które należy wsunąć pod tarczę skali i których położenie trzeba wyraźnie zaznaczyć na wierzchu przyrządu. Przyrząd nasz stawiamy obok wycechowanego miernika częstotliwości. Punkt po punkcie należy nanosić charakterystykę cechowania. Cechowanie przeprowadzamy dwukrotnie. Najpierw przyrząd cechujący pracuje jako nadajnik niemodulowany, a nasz przyrząd jako częstotliwościomierz absorbcyjny. Następnie przy kontroli zdjętych punktów nasz przyrząd służy jako nadajnik, a przyrząd cechujący jako Grid – Dip – Meter. Wreszcie należy przenieść skale wykonane podczas cechowania na jedną wspólną tarczę, w przybliżeniu według rys. 187. Na zakończenie na pewno warto jeszcze raz sprawdzić częstotliwość. Mimo to nasz nowy przyrząd



Rys. 195
Układ połączeń poszczególnych cewek



Rys. 196
Montaż tarczy skali

nigdy nie będzie przyrządem bardzo dokładnym. Zawsze trzeba się liczyć z pewnym odchyleniem. Jednak dokładność jest zupełnie wystarczająca do naszych celów.

Strojenie odbiornika

Najpierw mierzymy częstotliwość obwodu eliminatora szeregowego. Wiadomo już, jak to się robi. Po nastrojeniu go możliwie najdokładniej na częstotliwość znanej radiostacji nadawczej, należy przeprowadzić strojenie końcowe już podczas pracy. W tym celu zwieramy obwód eliminatora i nastawiamy nasz audion dokładnie na stację lokalną. Następnie zdejmujemy zwieracz i wkręcamy rdzeń cewki eliminatora, aż dźwięk będzie najcichszy. Używamy do tego śrubokręta własnej roboty wykonanego z płytki izolacyjnej. Wreszcie stroimy właściwy obwód odbiornika umieszczając na skali oznaczenia 550, 600, 700 itd., do 1600 kHz. Jako antena służy przewód o długości około 1 m. Nasz rezonansowy miernik częstotliwości znajduje się w odległości 10 do 15 cm za audionem i pracuje jako modulowany nadajnik probierczy na częstotliwości 510 kHz. Kondensator zmienny w audionie jest nastawiony na największą pojemność (płytki rotora są całkowicie wsunięte między płytki statora). Obecnie pokręcamy rdzeniem dostrojczym cewki rezonansowej tak długo, aż najgłośniej usłyszymy w głośniku częstotliwość 50 Hz. Następnie rozsuwamy całkowicie płytki kondensatora obrotowego, zakładamy cewkę Nr 3 do naszego miernika częstotliwości i nastawiamy go na 1,6 MHz. Tym razem poszukujemy maksimum siły dźwięku przez zmianę pojemności trymera. Czynności te wielokrotnie powtarzamy tak długo, dopóki nie uzyskamy na początku skali 510 kHz, a na końcu 1600 kHz. Poszczególne etapy strojenia powinniśmy sobie dobrze zapamiętać, ponieważ jeszcze często będziemy do tego wracać. Czy to jednak nie wszystko jedno, czy stroimy za pomocą trymera, czy za pomocą cewki? Zróbmy w tym celu proste obliczenie. Niech pojemność kondensatora zmiennego wynosi 520 pF (największa wartość), a indukcyjność cewki 0,18 mH. Stąd częstotliwość własna

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{0{,}18 \cdot 10^{-3} \cdot 520 \cdot 10^{-12}}} = \frac{10^8}{2\pi\sqrt{18 \cdot 52}} = 520 \text{ kHz.}$$

Jeśli przez wkręcenie rdzenia powiększymy indukcyjność do 0,20 mH, to częstotliwość własna wyniesie tylko 495 kHz. Możemy ją jednak zmniejszyć również przez powiększenie pojemności trymera. Przy 520 pF + 40 pF = 560 pF czynnej pojemności obwodu i 0,18 mH uzyskujemy częstotliwość 500 kHz. Stwierdzamy: w zakresie małych częstotliwości zmiana indukcyjności o 0,02 mH wywołuje zmianę częstotliwości o 25 kHz. Przy zmianie pojemności o 40 pF zmiana częstotliwości wynosi tylko 20 kHz.

A jak wpływają takie same zmiany na częstotliwość w pobliżu górnej granicy zakresu? Niech najmniejsza pojemność kondensatora obrotowego wynosi 10 pF. Wraz z indukcyjnością cewki 0,18 mH daje to częstotliwość 3760 kHz. Przy 0,20 mH zmniejsza się ona do 3560 kHz. Zmiana indukcyjności powoduje różnicę o 200 kHz. Przy 10 pF + 40 pF = 50 pF i 0,18 mH częstotliwość własna wynosi 1670 kHz. Zatem taka zmiana pojemności powoduje zmianę częstotliwości o 2090 kHz. W ten sposób jest już chyba jasne, czemu należy stroić odbiornik w pobliżu dolnej granicy zakresu częstotliwości za pomocą rdzenia cewki, a w pobliżu górnej granicy – za pomocą trymera. Niewielkie zwiększenie lub zmniejszenie indukcyjności lub pojemności powinno wyraźnie wpłynąć na częstotliwość.

Po zestrojeniu naszego audionu przeniesiemy najważniejsze punkty na skalę. Rezonansowy miernik częstotliwości pracuje znowu jako modulowany nadajnik probierczy. Nastawiamy na nim częstotliwość wzorcową i obracając kondensator zmienny audionu poszukujemy miejsc o największym natężeniu akustycznym. Znajdując je, zaznaczamy ołówkiem położenie wskazówki na skali. Przy odrobinie wprawy odbywa się to bardzo prędko. Możemy ponadto wprowadzić nazwy odbieranych stacji.

Nasz rezonansowy miernik częstotliwości ma zastosowanie wszechstronne

Prócz pomiarów częstotliwości nasz nowy przyrząd może służyć również do wyznaczania indukcyjności i pojemności. Potrzebny jest nam wówczas dodatkowo kondensator lub cewka określonej wielkości. Jeśli chcemy wyznaczyć wartość indukcyjności cewki, to łączymy ją z kondensatorem w obwód rezonansowy. Niech pojemność – trzeba znać ją dokładnie! – wynosi 273 pF, a częstotliwość rezonansowa 185 kHz. Z równania obwodu rezonansowego

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$ wyznaczamy L i otrzymujemy

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 \cdot C} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 185^2 \cdot 10^6 \cdot 273 \cdot 10^{-12}} = 2{,}72 \text{ mH}.$$

W ten sam sposób można określić pojemność nieznanego kondensatora. Wspominaliśmy już, że można wyznaczyć doświadczalnie względną przenikalność magnetyczną. Do tego również nadaje się nasz rezonansowy

miernik częstotliwości. Na korpus cewki nawijamy 50 zwojów i znając częstotliwość obliczamy w powyższy sposób indukcyjność cewki bez rdzenia. Następnie powtarzamy pomiar i obliczenie dla tejże cewki z rdzeniem całkowicie włożonym. Indukcyjność wyraźnie wzrośnie. Dzieląc obie wartości otrzymujemy względną przenikalność magnetyczną

$$\mu_r = \frac{L\ z\ rdzeniem}{L\ bez\ rdzenia}.$$

Możemy sobie jednak również uprościć obliczenie, ponieważ

$$\frac{L\ z\ rdzeniem}{L\ bez\ rdzenia} = \frac{\dfrac{1}{4\,\pi^2 \cdot f_m^2 \cdot C}}{\dfrac{1}{4\,\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot C}} = \frac{4\,\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot C}{4\,\pi^2 \cdot f_m^2 \cdot C} = \frac{f^2\ bez\ rdzenia}{f^2\ z\ rdzeniem}.$$

Nie potrzeba wcale obliczać obu indukcyjności. Po prostu dzielimy kwadraty zmierzonych częstotliwości. Jeśli dla cewki bez rdzenia częstotliwość ta wynosi 1,37 MHz, a dla cewki z rdzeniem 1,03 MHz, to otrzymujemy wartość przenikalności

$$\mu_r = \frac{1{,}37^2\ \mathrm{MHz}^2}{1{,}03^2\ \mathrm{MHz}^2} = 1{,}77$$

Chcąc obliczyć cewkę wielowarstwową nie możemy się posłużyć ani równaniem dotyczącym jednowarstwowej cewki cylindrycznej, ani wzorem na przenikalność rdzenia. W tych przypadkach korzystamy z zależności $L = n^2 \cdot A_L$. Współczynnik A_L uwzględnia kształt i materiał rdzenia cewki i nazywa się *współczynnikiem indukcyjności*. Ponieważ najczęściej go nie znamy, musimy go sami wyznaczać. Dla przykładu zastosujemy ostatnio zmierzone wartości. Częstotliwość rezonansowa cewki o 50 zwojach, z rdzeniem, wynosi 1,03 MHz. Kondensator w obwodzie rezonansowym ma pojemność 680 pF. Indukcyjność cewki wynosi zatem $L \cong 35\ \mu H$, a współczynnik indukcyjności

$$A_L = \frac{L}{n^2} = \frac{35\ \mu\mathrm{H}}{50^2} = 14 \cdot 10^{-3}\ \mu\mathrm{H}.$$

Jeśli cewka nawinięta na ten rdzeń ma mieć indukcyjność 0,2 mH, to trzeba nawinąć tu

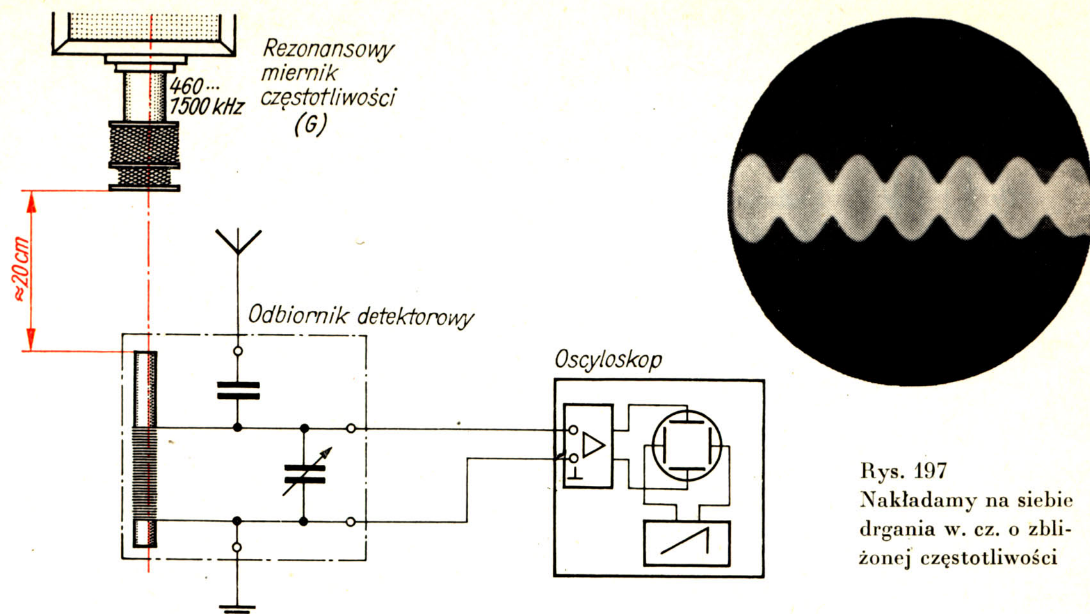
$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{0{,}2 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{H}}{14 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-6}\ \mathrm{H}}} = \frac{1}{10^{-3}} \sqrt{\frac{0{,}2}{14}} = 120 \text{ zwojów}.$$

Używając naszych najcenniejszych przyrządów: oscyloskopu i rezonansowego miernika częstotliwości, przeprowadzimy teraz kilka kolejnych doświadczeń, które nas wprowadzą w szczególne zagadnienie bezprzewodowego przenoszenia dźwięków.

10. Pasma wąskie i szerokie

Nastawiliśmy nasz odbiornik na jakąś stację i słuchamy sobie muzyki. Zdumiewające, jak wiele stacji może odebrać prawidłowo obsługiwany audion. Obok leży – około pół metra od radia – rezonansowy miernik częstotliwości, który w położeniu wyłącznika „G" wytwarza drgania wielkiej częstotliwości. Antena odbiornika odbiera je również. Kręcimy wolno skalą naszego „nadajnika wzorcowego" i zbliżamy się do częstotliwości odbieranej stacji. Nagle, gdy wskazówka wskazuje częstotliwość prawie równą odbieranej stacji, oprócz nadawanego programu słychać jakiś gwizd. Kręcimy skalą bardzo ostrożnie dalej. Gwizd przechodzi w coraz niższe buczenie i wreszcie znika. Teraz częstotliwość miernika rezonansowego równa jest częstotliwości radiostacji. Dalej kręcąc lekko skalą słyszymy znowu gwizd. Im dalej odchodzimy od częstotliwości stacji, tym jest on wyższy. Robi to wrażenie, jakby miernik częstotliwości wytwarzał dźwięki o zakresie częstotliwości od kilku herców do paru kiloherców. Aby potwierdzić to przypuszczenie, szukamy na skali odbiornika miejsca, którego nie zajmuje żadna stacja, i powtarzamy doświadczenie. Tym razem zaobserwowane poprzednio zjawisko nie występuje. Zatem sam miernik częstotliwości nie wytwarza tego dźwięku. Widocznie konieczne jest do tego istnienie dwu czynników: po pierwsze sygnał w. cz. pochodzący od jakiejś radiostacji i po drugie jednoczesne wystąpienie innych drgań o częstotliwości bardzo zbliżonej.

Powtarzamy doświadczenie po raz drugi w nieco zmodyfikowanej postaci. Rys. 197 (z lewej) wskazuje, jak należy je przeprowadzić. Najpierw nastrajamy obwód drgający naszego odbiornika detektorowego z włączonym już oscyloskopem na najsilniejszą stację. Następnie odłączamy antenę i włączamy miernik częstotliwości (wyłącznik w położeniu G). W przypadku rezonansu odchylenie pionowe promienia katodowego będzie największe. Włączamy ponownie antenę, podczas gdy oscyloskop rysuje krzywą sygnału wielkiej częstotliwości naszego niemodulowanego nadajnika probierczego. A teraz nieco cierpliwości. Zmieniamy częstotliwość miernika najmniej, jak tylko to jest możliwe, w pobliżu nastawionej wartości, aż na oscyloskopie ukaże się obraz prawie nieruchomy. Możemy zatrzymać obraz całkowicie posługując się tylko regulacją precyzyjną częstotliwości podstawy czasu. Oscylogram widoczny jest na ekranie – rys. 197 (z prawej).

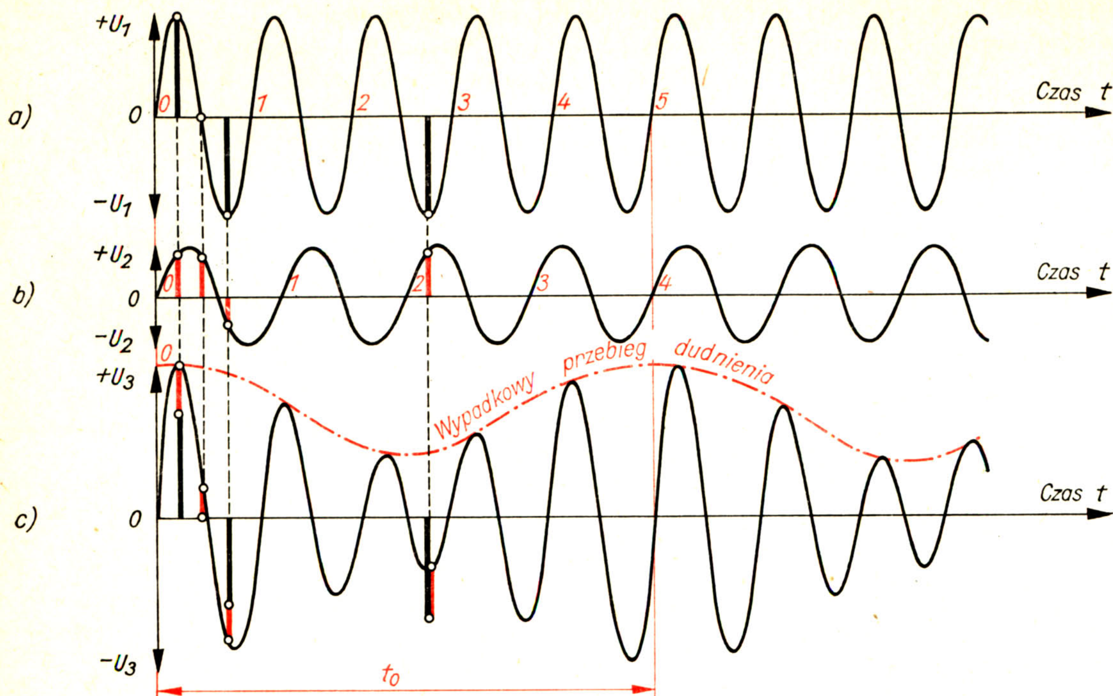


Rys. 197
Nakładamy na siebie drgania w. cz. o zbliżonej częstotliwości

Jest to fotografia tego przebiegu, bardzo podobnego do drgań o modulowanej amplitudzie. Częstotliwość krzywej obrysu (obwiedni) jest znacznie mniejsza niż częstotliwości obu nakładających się drgań składowych. Odpowiada ona częstotliwości gwizdu słyszanego w głośniku.

Drgania o zbliżonych częstotliwościach dają dudnienie

Przyjrzyjmy się rys. 198! Krzywa *a* ma przedstawiać drgania uzyskiwane z miernika rezonansowego. Jeśli rozpatrywana jednostka czasu wynosi na przykład $t_0 = \frac{1}{10000}\ \mathrm{s} = 10^{-4}\ \mathrm{s}$, to przy pięciu okresach czas trwania jednego przebiegu wynosi $T = \frac{10^{-4}}{5}\ \mathrm{s}$, a zatem częstotliwość $f_1 = \frac{5}{10^{-4}}\ \mathrm{s}^{-1} = 50\ \mathrm{kHz}$. Druga krzywa o mniejszej amplitudzie oznaczona *b* (na rys. 198) ma przedstawiać w. cz. odbieranej stacji. Obliczymy, że tu częstotliwość wynosi $f_2 = 40$ kHz. Krzywą wypadkową *o* otrzymujemy dodając wartości chwilowe obu składowych. Drgania wypadkowe nie posiadają stałej amplitudy. Nazywamy je *dudnieniem*. Częstotliwość krzywej dudnienia obliczymy również. Wynosi ona $f_3 = 10$ kHz. Zatem częstotliwość dudnienia jest równa różnicy obu częstotliwości składowych: $f_3 = f_1 - f_2 = 50\ \mathrm{kHz} - 40\ \mathrm{kHz} = 10\ \mathrm{kHz}$. Jeśli f_2 wzrośnie do 49 kHz, to częstotliwość dudnienia wynosi jeszcze $f_3 = f_1 - f_2 = 50\ \mathrm{kHz} - 49\ \mathrm{kHz} = 1\ \mathrm{kHz}$. Rozumiemy teraz, czemu w pierwszym doświadczeniu gwizd w głośniku w miarę zbliżania się do siebie obu częstotliwości przybierał brzmienie coraz niższe. To samo zjawisko wystąpi jednak jeszcze raz. Podnieśmy



Rys. 198
W wyniku nałożenia drgań o prawie jednakowej częstotliwości powstaje dudnienie

na przykład f_2 do 51 kHz. Wówczas częstotliwość dudnienia wyniesie również $f_3 = f_2 - f_1 = 51$ kHz $- 50$ kHz $= 1$ kHz.

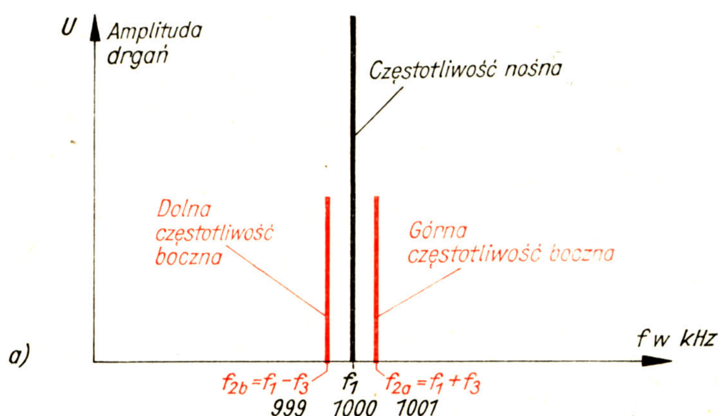
Zreasumujmy. Jeśli drgania f_1 nakładają się na drgania częstotliwości o f_3 większej ($f_{2a} = f_1 + f_3$) lub mniejszej ($f_{2b} = f_1 - f_3$), to powstaje dudnienie o częstotliwości f_3.

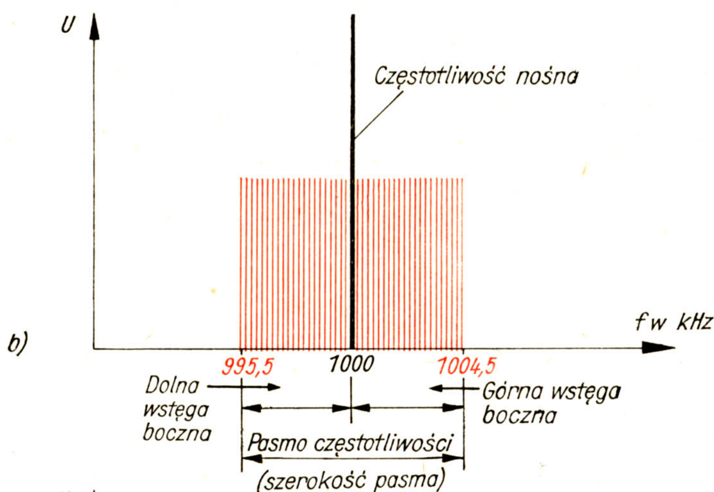
Ustaliliśmy dalej, że dudnienie podobne jest bardzo do drgań z modulacją amplitudy. Nie można ich rozróżnić, gdy napięcie modulacji ma przebieg sinusoidalny (por. rys. 161 i 197). Stąd wyciągamy wniosek, że modulacja wielkiej częstotliwości f_1 z małą częstotliwością f_3 jest jednoznaczna z nałożeniem się trzech wielkich częstotliwości f_1, $f_1 + f_3$ i $f_1 - f_3$. Niestety nie możemy potwierdzić tego doświadczalnie. Rzeczywiście, powstająca w wyniku modulacji częstotliwość wypadkowa zawiera i sumę, i różnicę częstotliwości nośnej f_1 i drgań modulujących f_3. Gdy stacja pracująca na częstotliwości $f_1 = 1000$ kHz modulowana jest częstotliwością 1 kHz, powstają dwie *częstotliwości wstęg bocznych* $f_{2a} = f_1 + f_3 = 1000$ kHz $+$ $+ 1$ kHz $= 1001$ kHz i $f_{2b} = f_1 - f_3 = 1000$ kHz $- 1$ kHz $= 999$ kHz. Drgania o tych częstotliwościach stacja promieniuje poza właściwą częstotliwością 1000 kHz. Na rys. 199a przedstawiono obie częstotliwości wstęg bocznych w stosunku do częstotliwości nośnej. Amplitudy ich równe są połowie amplitudy częstotliwości nośnej.

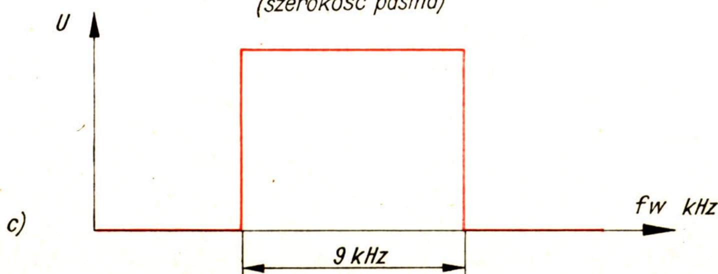
Ale radiostacja przenosi nie jeden dźwięk, tylko cały ich zespół. Im dźwięk wyższy, tym częstotliwości wstęgi bocznej leżą dalej w stosunku do częstotliwości nośnej. Zakresy, w których występują częstotliwości boczne, nazywamy *wstęgami*. Każda radiostacja ma zatem górną i dolną wstęgę boczną (por. rys. 199b). Częstotliwości nośne sąsiednich stacji muszą być

odsunięte od siebie na tyle, aby wstęgi boczne nie zachodziły na siebie. Odstęp ten ustalono na 9 kHz. Z tego względu wstęgi boczne mogą mieć najwyżej szerokość 4,5 kHz. A to z kolei określa największą częstotliwość modulacji: $f_3 = 4{,}5$ kHz.

W porównaniu z zakresem odbioru ucha ludzkiego częstotliwość ta leży znacznie poniżej granicy słyszalności, która wynosi około 20 kHz. Z tego względu jakość odtwarzania przy najwyższej częstotliwości modulacji wynoszącej tylko 4,5 kHz nie może być w pełni zadowalająca. W odbiorni-







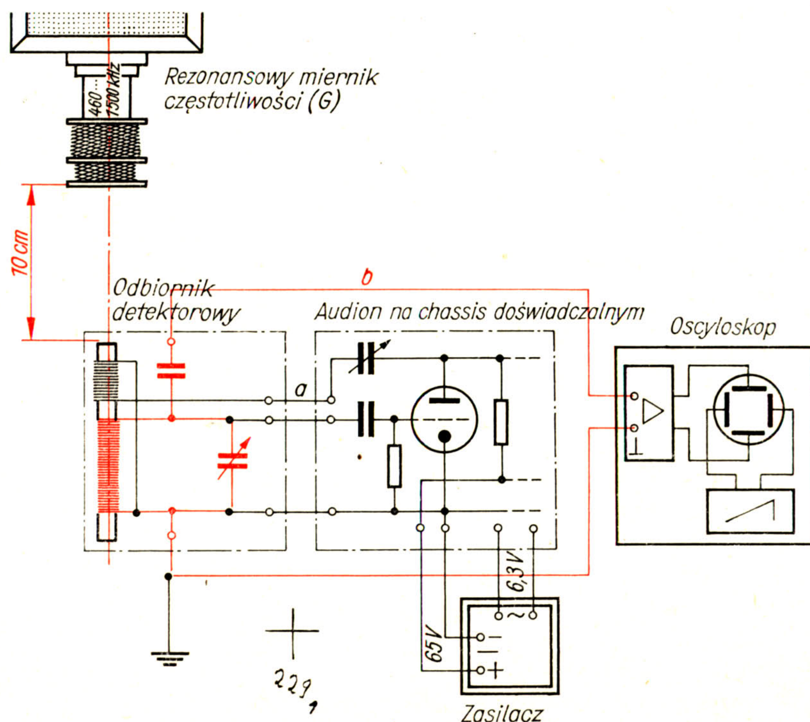
Rys. 199
Częstotliwości boczne, wstęgi boczne i idealna krzywa przepustowa odbiornika:
a) częstotliwość nośna i szerokość pasma;
b) wstęgi boczne i szerokość wstęgi;
c) krzywa przepustowa lub rezonansowa odbiornika

kach UKF szerokość wstęgi wynosi co najmniej 150 kHz. Częstotliwości modulacji mogą tu sięgać znacznie wyżej niż w zakresie fal długich, średnich i krótkich. Toteż szczególnie przy odtwarzaniu muzyki dźwięk jest znacznie lepszy.

Stosunkowo wąską wstęgę, promieniowaną przez radiostację pracującą na falach średnich, chcielibyśmy, rzecz jasna, odbierać w pełnej szerokości, ale odtwarzanie wysokich tonów zależy od częstotliwości na skraju wstęgi. Dlatego krzywa przepustowa obwodu strojeniowego musiałaby mieć przebieg narysowany na rys. 199c. Tego idealnego kształtu nie można jednak uzyskać. Najpierw zainteresujemy się krzywą rezonansową prostego obwodu drgającego.

Zdejmujemy krzywą rezonansową obwodu drgającego

Obwód drgający odbiornika detektorowego należy w znany sposób według rys. 200 przyłączyć do audionu na chassis doświadczalnym. Obie lampy wzmacniacza m. cz. wyjmujemy z podstawek tak, że po przyłożeniu napięć pracuje tylko audion. Włączony na pełne wzmocnienie wzmacniacz pomiarowy oscyloskopu łączymy z obwodem rezonansowym przez kondensator antenowy 100 pF. Niezbędny do tego przewód *b* powinien być możliwie krótki. W odległości około 10 cm od rdzenia ferrytowego odbiornika detektorowego ustawiamy nasz rezonansowy miernik częstotliwości. W położeniu



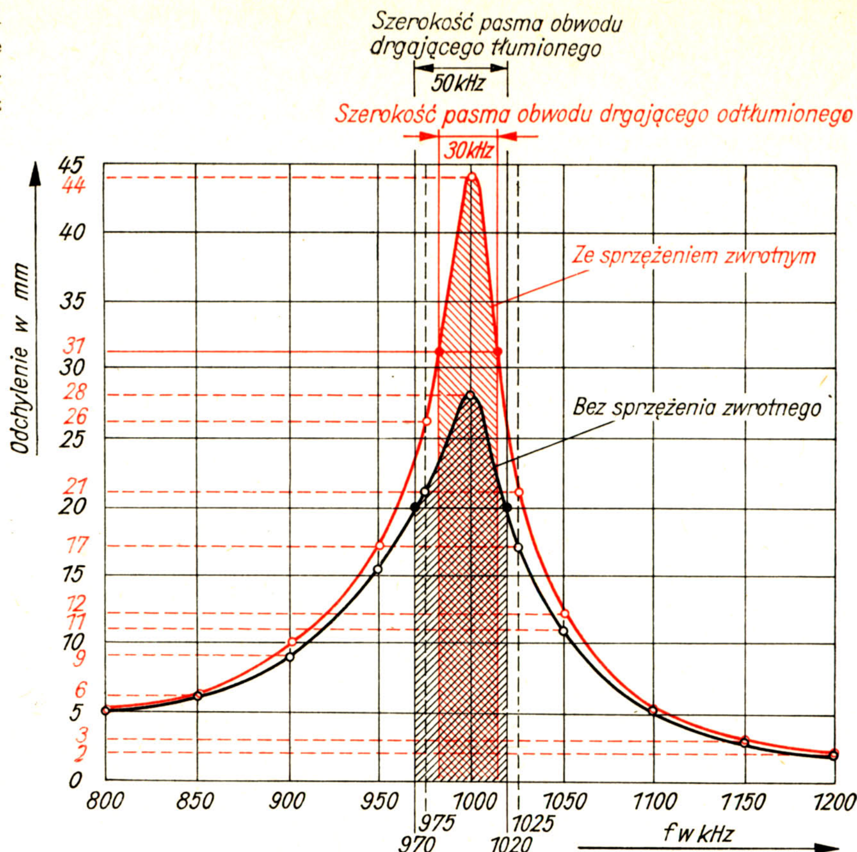
Rys. 200
Układ do zdejmowania krzywych rezonansu obwodu rezonansowego tłumionego i bez tłumienia

G pracuje on jako nadajnik pomiarowy na częstotliwości 1 MHz. Obwód drgający odbiornika doprowadzamy do rezonansu z nim. Nastroiliśmy odbiornik dobrze, gdy pionowe odchylenie promienia katodowego na ekranie oscyloskopu jest największe. Wreszcie włączamy sprzężenie zwrotne. Nastawiamy je tak, aby wzbudzenie własne nie występowało ani przy 800, ani przy 1200 kHz. Następnie sprawdzamy raz jeszcze punkt dokładnego maksimum rezonansu. Jeśli leży on poniżej lub powyżej 1 MHz, to dostrajamy obwód jeszcze trochę. Na zakończenie prac przygotowawczych odsuwamy nadajnik pomiarowy tak daleko, żeby oscylogram przy wzmacniaczu pomiarowym włączonym na pełne wzmocnienie miał 44 mm wysokości.
Teraz mierzymy wielkość odchylenia pionowego promienia katodowego w zależności od częstotliwości wzbudzającej. Odchylenie jest miarą napięcia na obwodzie rezonansowym. Aby je móc zmierzyć stosunkowo dokładnie, bezpośrednio do ekranu przykładamy podziałkę milimetrową. Przy częstotliwości nadajnika pomiarowego 800 kHz odczytujemy 5 mm. Najlepiej od razu wpisywać wartości zmierzone w tablicy.
Pierwsza kolumna zawiera częstotliwość, w drugiej zapisujemy odpowiednie odchylenia:

f w kHz	Odchylenie w mm	
	ze sprzężeniem zwrotnym	bez sprzężenia zwrotnego
800	5	5
850	6	6
900	10	9
950	17	15
975	26	21
1000	44	28
1025	21	17
1050	12	11
1100	5	5
1150	3	3
1200	2	2

Po zanotowaniu wartości występujących przy sprzężeniu zwrotnym, zdejmujemy połączenie *a* i przeprowadzamy doświadczenie ponownie. Następnie zapisane pary wartości przenosimy na wykres według rys. 201 i łączymy je z sobą. W ten sposób powstają krzywe rezonansu naszego obwodu drgającego. Obie niewiele mają wspólnego z krzywą przedstawioną na rys. 199c. Mimo to — o czym się właśnie przekonaliśmy — ten obwód drgający umożliwia naprawdę użyteczne odtwarzanie dźwięku. Wynika to po prostu stąd, że szerokość jego pasma jest znacznie większa od szerokości pasma nadajnika. Za pomocą krzywej rezonansu możemy określać szerokość pasma obwodu drgającego. Górna i dolna granice pasma leżą tam, gdzie napięcie — a w naszym przypadku odchylenie — spadło do

Rys. 201
Krzywe rezonansowe ze sprzężeniem zwrotnym i bez



$\frac{1}{\sqrt{2}}$ wartości maksymalnej. Dla obwodów rezonansowych tłumionych otrzymujemy $\frac{28}{\sqrt{2}}$ mm $\approx$ 20 mm, dla obwodów odtłumionych $\frac{44}{\sqrt{2}} \approx$ 31 mm.

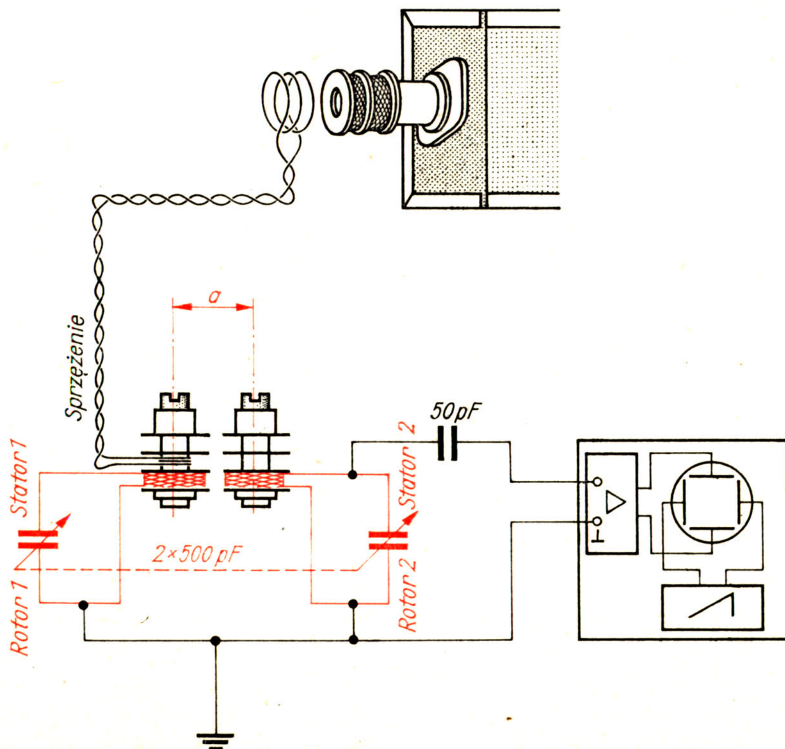
Teraz trzeba tylko odczytać odpowiednie częstotliwości graniczne i obliczyć ich różnicę. Szerokość pasma zwykłego obwodu drgającego wynosi odpowiednio 1020 kHz – 970 kHz = 50 kHz; szerokość pasma obwodu drgającego ze sprzężeniem zwrotnym 1013 kHz – 983 kHz = 30 kHz. Im mniejsza jest szerokość pasma, tym lepiej dają się rozdzielić poszczególne stacje. Technik powiedziałby, że rośnie wówczas *selektywność* (*zdolność rozdzielcza*).

Na pewno już stwierdziliśmy, że selektywność naszego radioodbiornika mogłaby być w niektórych punktach lepsza. Zwłaszcza przy maksymalnym sprzężeniu zwrotnym nie zawsze udaje się całkowicie oddzielić dwie bardzo blisko siebie leżące stacje. Szerokość pasma naszego audionu jest jeszcze za duża. Spróbujmy dalej zmniejszyć szerokość pasma za pomocą jeszcze jednego obwodu drgającego! Na dolne działki dwu trójdzielnych korpusów nawijamy cewki o 120 zwojach drutem ∅ 0,2 mm. Koniec uzwojenia zabezpieczamy kroplą kleju uniwersalnego. Ażeby cewki można było

umieścić możliwie blisko siebie, należy korpusy cewek w jednym miejscu obwodu opiłować ile się da. Trzeba uważać, aby nie uszkodzić przy tym warstwy lakieru na drucie nawojowym. Każda cewka z jednym kondensatorem zmiennym stanowi jeden obwód rezonansowy. Zamiast dwu pojedynczych kondensatorów zmiennych można również użyć jednego kondensatora podwójnego.

Krzywe rezonansowe obwodów drgających sprzężonych

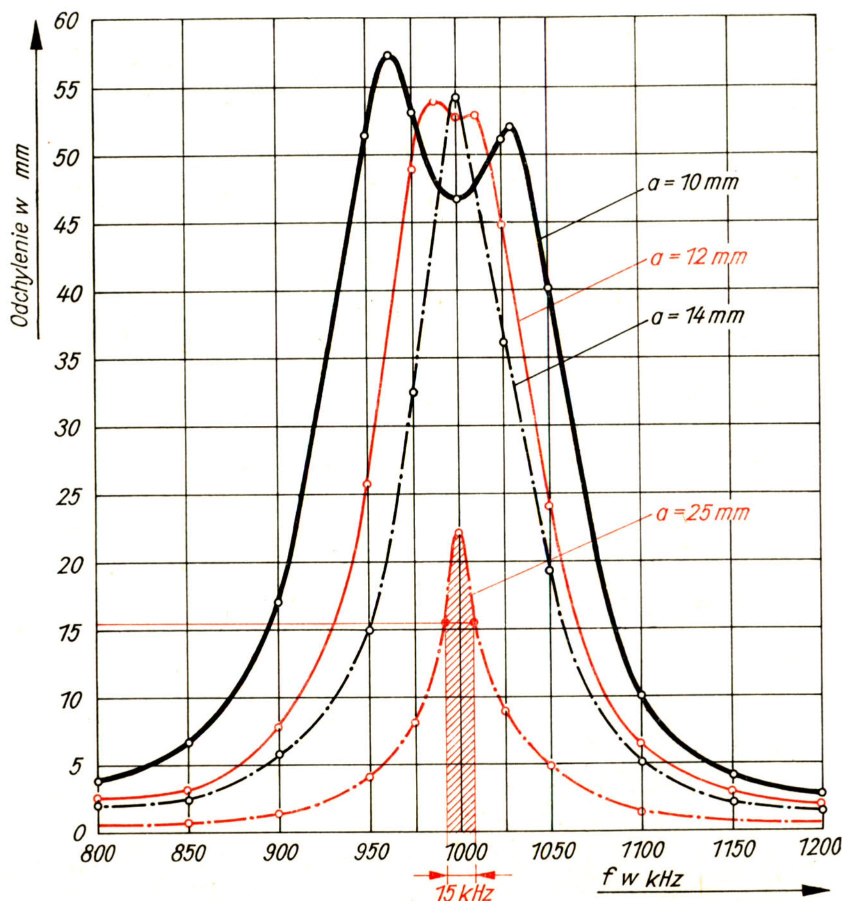
Jeden obwód drgający wzbudzamy przy użyciu nadajnika pomiarowego, a drugi łączymy z oscyloskopem. Na drugi obwód może oddziaływać tylko obwód pierwszy, nie może natomiast nadajnik pomiarowy. Dlatego sprzężenie między cewką pierwszego obwodu a nadajnikiem pomiarowym polega na czym innym niż w poprzednim doświadczeniu. Na rys. 202 podano nowy rodzaj sprzężenia. Tzw. „*link*" – czyli pętla sprzęgająca – łączy nadajnik pomiarowy z pierwszym obwodem drgającym. Potrzebny jest do tego drut miedziany o średnicy 0,3 mm do 0,6 mm i długości 70 cm. Trzykrotnie owijamy działkę środkową korpusu cewki drutem w miejscu odległym od końca o 15 cm. Również w odległości 15 cm od dłuższego końca nawijamy drugą cewkę o 3 zwojach i średnicy około



Rys. 202
Układ połączeń do zdejmowania krzywych rezonansowych dwu obwodów rezonansowych sprzężonych

25 mm, skręcamy końce, a następnie lutujemy. Po założeniu cewki sprzęgającej na cewkę nadajnika pomiarowego można przeprowadzić doświadczenie. Rezonansowy miernik częstotliwości pracuje ponownie na częstotliwości 1 MHz.

Oba obwody drgające należy najpierw nastroić na tę częstotliwość. W tym celu rozsuwamy cewki o 5 do 8 cm i obracamy rotor kondensatora aż do uzyskania maksymalnego wychylenia promienia katodowego. Następnie przez wkręcanie i wykręcanie obu rdzeni cewek próbujemy dalej zwiększyć wysokość obrazu na ekranie. Na zakończenie trzeba jeszcze raz całkowicie obrócić rotor kondensatora. Przekonamy się wówczas, że istnieje tylko jedno wyraźne maksimum. Nastawiamy je możliwie dokładnie. Tym razem zdejmujemy szereg krzywych rezonansowych w zależności od odległości a między cewkami. Pierwszą krzywą wykonamy dla $a = 10$ mm. Ustawiamy korpusy stronami opiłowanymi do siebie i owijamy oba razem dokoła gumką-recepturką. Miernik częstotliwości odsuwamy tak daleko od połączenia („linka"), żeby przy włączonym na pełne wzmocnienie wzmacniaczu pomiarowym obraz na ekranie miał wysokość 47 mm. Rozpoczynamy znowu przy 800 kHz. Maksimum przewidujemy przy



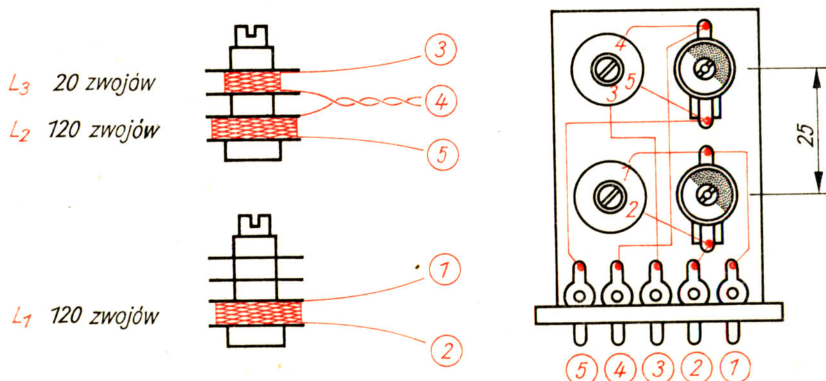
Rys. 203
Krzywe rezonansowe filtru pasmowego

około 960 kHz – tę i kilka innych wartości trzeba oznaczyć – następne przy 1030 kHz. Pomiędzy tymi wartościami leży przy 1000 kHz minimum. Przenosząc pary wartości na wykres według rys. 203, otrzymujemy (zaznaczoną grubą linią) krzywą rezonansową dwu obwodów drgających trwale sprzężonych. Kształt jej zbliża się już wyraźnie do idealnej krzywej przepustowej. Szerokość pasma wynosi około 130 kHz. Do naszych celów jest to zbyt dużo. Mimo to zapamiętajmy sobie dobrze tę krzywą. Filtry szerokopasmowe będą nam jeszcze potrzebne.
Obwody rezonansowe sprzężone skierowały nas na ślad nowego podzespołu stosowanego w radiotechnice: *filtru pasmowego*. Na zakończenie zdejmujemy krzywe dla a = 12 mm i a = 14 mm. Przy odstępie 12 mm szerokość pasma wynosi 70 kHz, a przy 14 mm – 40 kHz. Zbliżyliśmy się już trochę do celu, ponieważ każdy z prostych obwodów rezonansowych ma szerokość pasma 50 kHz. Zwężenie pasma częstotliwości o 10 kHz jednak nie wystarcza. Jeśli chcemy zbudować nowy radioodbiornik z filtrem pasmowym, to szerokość pasma trzeba zmniejszyć co najmniej do 20 kHz. Do 9 kHz nie musimy schodzić, ponieważ zawsze istnieje możliwość zastosowania sprzężenia zwrotnego. Jak wynika z pierwszego doświadczenia, szerokość pasma można w ten sposób zmniejszyć o 40%. Ostatnią krzywą zdejmujemy przy odstępie cewek 25 mm. Maksimum rezonansu wyraźnie zmniejszyło się z powodu bardzo słabego sprzężenia, ale również zmniejszyła się szerokość pasma. Wynosi ona tylko około 15 kHz. Przy zastosowaniu sprzężenia zwrotnego można by dojść – orientacyjnie – do 60% tej wartości, to znaczy do 9 kHz. Nowy radioodbiornik zbudujemy używając takiego filtru.

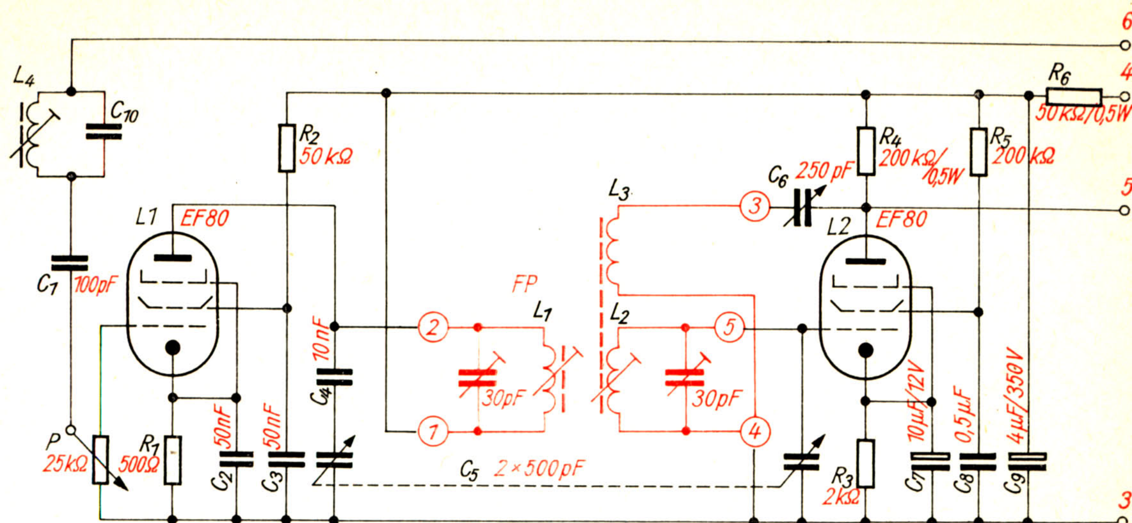
11. Budujemy radioodbiornik dwuobwodowy z filtrem pasmowym

Przede wszystkim trzeba prawidłowo zbudować filtr pasmowy. W tym celu wykonamy wspornik cewki raz jeszcze, podobnie jak przy budowie audionu (patrz rys. 181). W płytce montażowej 25 mm poniżej punktów B, C1 i C2 wiercimy dodatkowe otwory dla drugiej cewki i drugiego trymera o tych samych wymiarach. Poza tym trzeba przynitować dwie dalsze końcówki lutownicze, dokładnie w środku między A1 i A2 lub A2 i A3. Trzeba także wywiercić dwa dodatkowe otwory w podstawie. Na jednym z dwu korpusów nawijamy ściśle jak w cewce audionu 20 zwojów sprzężenia zwrotnego. Na rys. 204 podano oznaczenia wejść cewek oraz układ połączeń filtru pasmowego.

A teraz zajmiemy się układem nowego radioodbiornika. Na pierwszy rzut oka na rys. 205 rozpoznamy nowy podzespół: filtr pasmowy *FP*, umieszczony pomiędzy dwoma stopniami lampowymi. W przewodzie antenowym znajduje się eliminator szeregowy nastrojony również na stację lokalną. W. cz. przenosi się na siatkę lampy L przez kondensator antenowy C_1 i potencjometr wejściowy *P*. Tu sygnał ulega wzmocnieniu. Ponieważ przed lampą wejściową nie ma żadnego obwodu strojeniowego, zatem wszystkie sygnały w. cz. odebrane przez antenę podlegają takiemu samemu wzmocnieniu. W przewodzie anodowym wzmacniacza w. cz. znajduje się



Rys. 204
Budowa filtru pasmowego



Rys. 205
Schemat odbiornika dwuobwodowego z filtrem pasmowym

pierwszy obwód rezonansowy filtru pasmowego. Zapewne zauważyliśmy, że kondensator zmienny nie jest sprzężony bezpośrednio z odpowiadającą mu cewką. Wynika to z budowy kondensatora zmiennego podwójnego, który dla obu pojemności ma wspólne wyprowadzenie rotora. Rotor drugiego kondensatora powinien być połączony z masą. Wskutek tego rotor pierwszej połówki jest siłą rzeczy także włączony na masę. W związku z tym rotora nie wolno łączyć bezpośrednio z cewką L_1 włączoną w obwód anodowy *L1*, ponieważ spowodowalibyśmy pełne zwarcie. Aby stałe napięcie anodowe oddzielić od statora kondensatora zmiennego, między stator a wejście oznaczone „2" filtru pasmowego włączamy kondensator C_4. Zamiast kondensatora zmiennego równolegle do cewki rezonansowej L_1 włączony jest układ szeregowy: C_4, kondensator zmienny i C_9. Ponieważ pojemności C_4 i C_9 są bardzo duże w stosunku do pojemności kondensatora zmiennego, wpływają one na pojemność obwodu rezonansowego tylko w sposób ograniczony.

Z drugiego obwodu rezonansowego sygnał w. cz. odbieranej stacji przenosi się na siatkę drugiej lampy, która działa jako detektor anodowy i wzmacniacz sygnału.

Spadek napięcia na rezystorze R_3 powoduje, że na katodzie lampy panuje wyższe napięcie dodatnie niż na siatce lampy, czyli inaczej, że na siatce występuje napięcie ujemne w stosunku do katody. Jest ono tak duże, że punkt pracy wypada w dolnej części charakterystyki (por. rys. 206). Prąd anodowy sterowany jest przez dodatnie połówki przyłożonej w. cz. Anoda *L2* połączona jest bezpośrednio z członem filtru w. cz. wzmacniacza m. cz. Część energii doprowadzamy przez kondensator zmienny C_6 i cewkę sprzężenia zwrotnego L_3 z powrotem do drugiego obwodu rezonansowego filtru pasmowego.

Nasz dwuobwodowy odbiornik budujemy na chassis według rys. 207. Wymiary nie wyszczególnione odpowiadają wymiarom podanym na rysunku chassis audionu (patrz rys. 182). W A1 należy umieścić podstawkę dla

Rys. 206
Działanie detektora
anodowego odbiornika

Prąd anodowy

I_a w.cz.

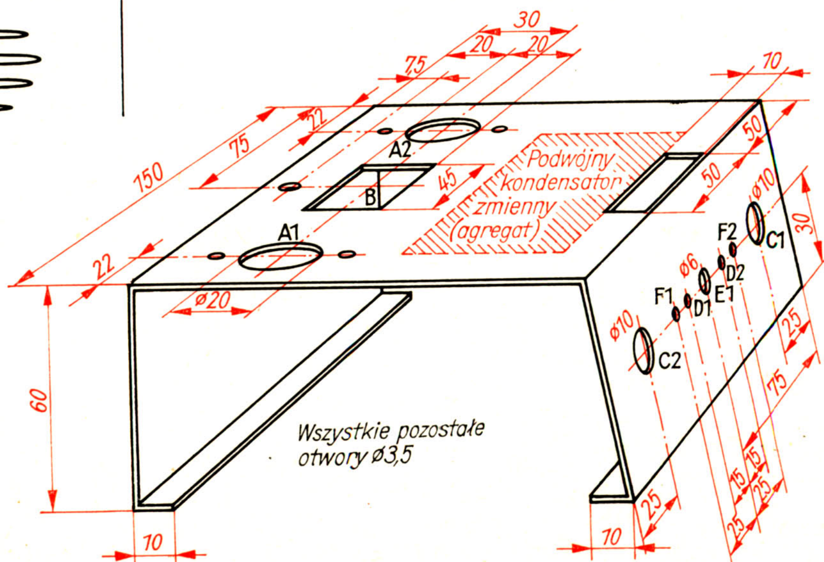
I_a w.cz.

0

Ujemne napięcie siatki $-U_s$

Wstępne ujemne napięcie siatki

$U_{w.cz}$



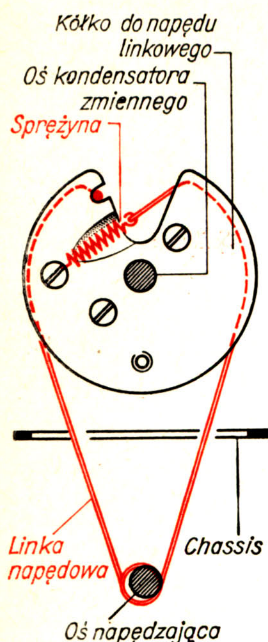
Rys. 207
Chassis odbiornika
dwuobwodowego
z filtrem pasmowym

Rys. 208
Części napędu kondensatora zmiennego:
a) wspornik łożyska osi napędu;
b) koło napędowe;
c) podkładka mocująca

Rys. 209
Kolejność obróbki końca osi

lampy *L1*, w A2 – dla *L2*. B stanowi otwór umożliwiający przyłączenie filtru pasmowego. Potencjometr *P* przykręcamy w C2, a kondensator zmienny sprzężenia zwrotnego C_6 w punkcie C1.

Wykonajmy tym razem napęd kondensatora zmiennego (strojeniowego) staranniej niż w audionie. Zastosujemy tu przekładnię redukcyjną. W tym celu wykonamy gięty wspornik i w punktach D1 i D2 przykręcimy go od wewnątrz do chassis. Kształt i wymiary wspornika należy wziąć z rys. 208a. Wałek napędowy wykonamy z okrągłego pręta o grubości 6 mm i



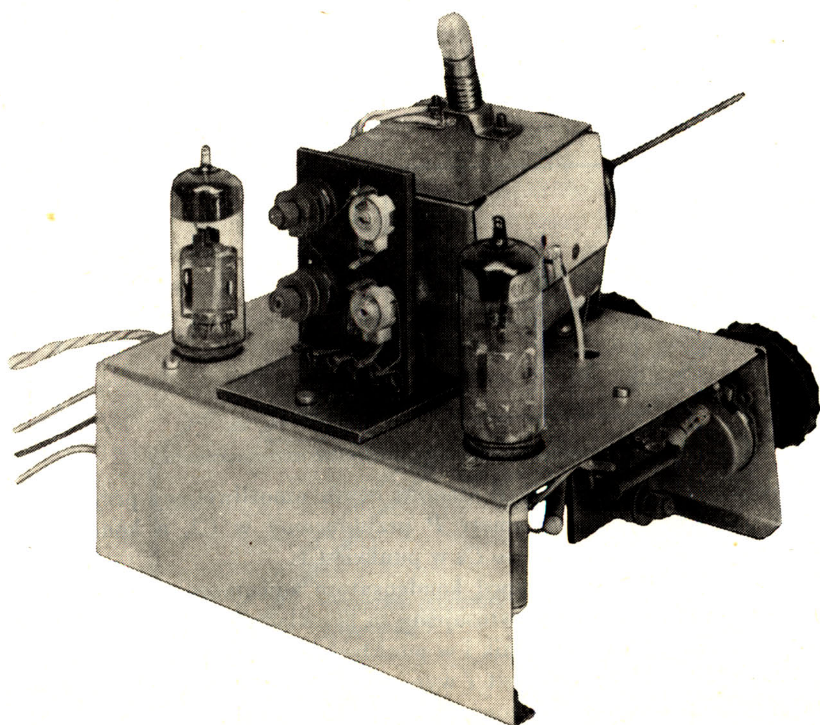
Rys. 210
Napęd wskazówki skali

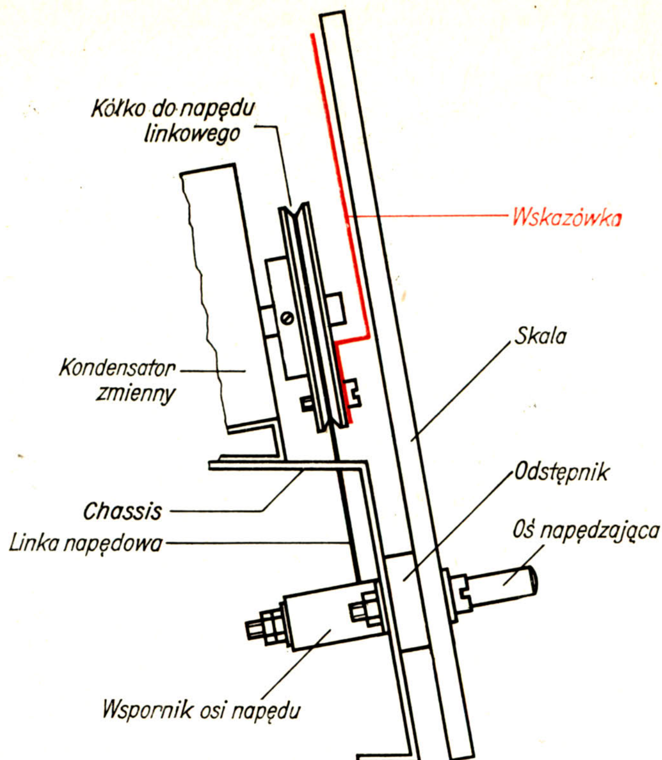
Rys. 211
Trzeci zespół: układ dwuobwodowy z filtrem pasmowym

długości 60 mm. Z jednej strony zmniejszymy jego średnicę do 4 mm na długości 10 mm i zaopatrzymy w gwint M4. Nie mając do dyspozycji tokarki trzeba opiłować pręt równomiernie na całym obwodzie do grubości 4 mm. Aby trzpień wyglądał zgrabnie, należy postępować zgodnie ze wskazówkami na rys. 209. Powierzchnie czerwone należy spiłować; powierzchnie zakreskowane pozostają. Następnie wkładamy wałek gwintem w otwór E1 w chassis, zakładamy podkładkę M4 i umieszczamy w otworze o średnicy 4 mm (E2) we wsporniku (rys. 208a). Kolejna podkładka i dwie nakrętki M4 zabezpieczają wałek i uniemożliwiają wysunięcie się z łożysk.

Do osi kondensatora zmiennego dokupujemy kółko o średnicy 45 mm dla napędu linką. Możemy je też zrobić sami z płyty izolacyjnej o grubości 5 mm. Na rys. 208b podano wszystkie niezbędne wymiary. Na całym obwodzie koła wypiłowujemy pilnikiem trójkątnym rowek. Do zamocowania kółka napędowego na osi kondensatora zmiennego potrzebna jest jeszcze jedna podkładka. Wykonamy ją również z płyty izolacyjnej o grubości 5 mm według rys. 208c.

Dwa wkręty o łbach stożkowych M3 łączą w punktach A1 i A2 podkładkę i kółko do napędu. Kondensator zmienny mocujemy na chassis w taki sposób, że oś jego wypada dokładnie w środku chassis. Obracamy oś kondensatora do oporu w lewo i zakładamy kółko napędowe. Wycięcie 45-stopniowe powinno mieć położenie poziome. Następnie przykręcamy kółko wkrętem M3. Rys. 210 wskazuje, jak należy założyć linkę napędową. Węzeł stanowiący zakończenie jednej strony linki zakładamy w gnieździe



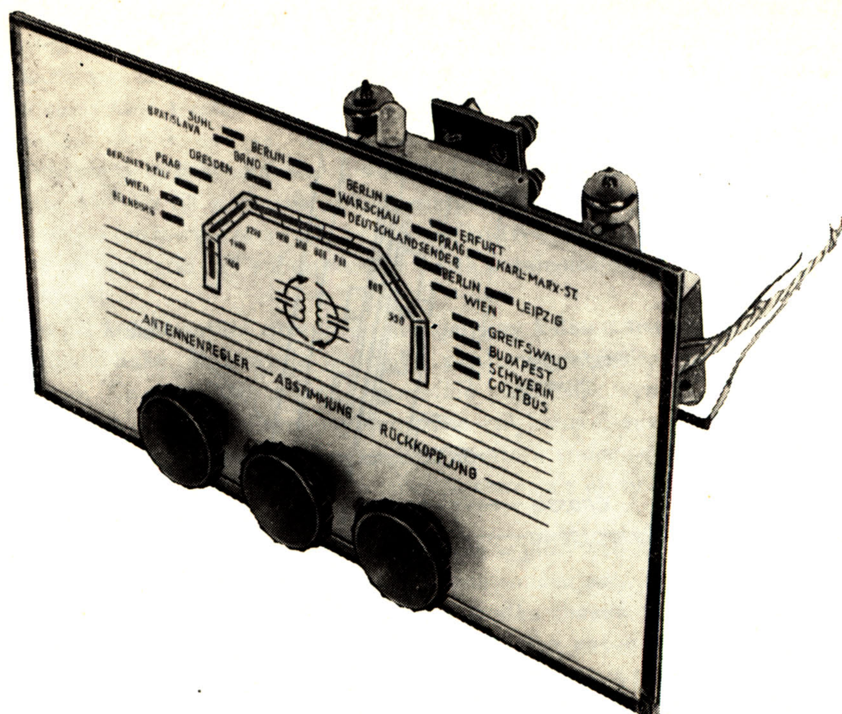


Rys. 212
W ten sposób należy wygiąć wskazówkę skali

w wycięciu. Teraz należy umieścić linkę napędową w rowku, przełożyć przez otwór w chassis i okręcić dwa lub trzy razy oś napędową. Następnie zakładamy linkę ponownie na kółko i z pewnym naprężeniem zaczepiamy za ucho małej sprężyny spiralnej. Obracając oś napędową, poruszamy jednocześnie kondensatorem zmiennym – co prawda znacznie wolniej niż gałką. Potrzeba około trzech i pół obrotu gałki, żeby kondensator przeszedł od lewego skrajnego położenia do prawego. W ten sposób możemy oczywiście stroić znacznie dokładniej niż przy bezpośrednim napędzie kondensatora zmiennego.

Rys. 211 przedstawia widok gotowego odbiornika dwuobwodowego z filtrem pasmowym.

Tym razem oświetlimy skalę od wewnątrz. Służy do tego żarówka 6,3 V umocowana na wierzchu kondensatora zmiennego. Włączamy ją bezpośrednio w obwód żarzenia. Trzeba uważać, żeby nie spowodować zwarcia; jeden z biegunów obwodu żarzenia we wzmacniaczu m. cz. włączony jest na masę. Również i tu przy każdej z dwu podstawek lamp włączamy na masę odpowiedni biegun. Skalę rysujemy jeszcze raz tuszem na cienkim, ale trwałym papierze maszynowym i przyklejamy z tyłu szyby pleksiglasowej. Wskazówkę skali wykonamy z blachy puszki po konserwach. Wkrętem M3 mocujemy ją z kółkiem do napędu linkowego, wykorzystując wolny dotąd gwintowany otwór M3. Wskazówkę wyginamy tak, aby lekko



Rys. 213 Skala dla drugiego wariantu naszego odbiornika składającego się z zespołów wymiennych

stykała się ze skalą (por. rys. 212). Gotową skalę należy następnie przykręcić w punktach F1 i F2 do chassis za pomocą dwu odpowiednio dobranych odstępników.
Rys. 213 przedstawia przykładowe rozwiązanie skali.

Odbiornik dwuobwodowy jest lepszy od audionu

Należy teraz umieścić nasz odbiornik we wnętrzu obudowy i połączyć ze wzmacniaczem małej częstotliwości, a następnie przystąpić do strojenia. W zasadzie nie ma tu różnicy w stosunku do strojenia audionu. Nową rzeczą jest konieczność równoczesnego strojenia dwu obwodów. Rozpoczynamy przy tym zawsze od drugiego obwodu rezonansowego filtru.
Na pewno stwierdzimy wkrótce, że nasz nowy odbiornik jest lepszy od audionu. Kilka stacji możemy wyodrębnić lepiej. Jednocześnie zauważymy jednak, że przy maksymalnym sprzężeniu zwrotnym zanikają tony wysokie. Świadczy to o zbyt małej szerokości pasma. Dlatego dla dobrej jakości dźwięku sprzężenie zwrotne należy nastawiać na niezbędne minimum. Zmusza nas to do pewnego kompromisu.
Zakres fal średnich leży między 510 kHz i 1620 kHz, obejmuje zatem 1110 kHz. W zakresie tym mogą się zmieścić $\frac{1110\ \text{kHz}}{9\ \text{kHz}} = 123$ stacje.
Liczba ta jest w rzeczywistości znacznie wyższa. Znaczy to jednak, że wiele stacji leży bliżej siebie niż w odległości 9 kHz. Gdybyśmy mieli je

rozdzielić, szerokość pasma naszego odbiornika musiałaby być mniejsza od 9 kHz, a zatem jakość dźwięku musiałaby być gorsza. Wysoka selektywność wymaga małych szerokości pasma, natomiast dobre odtwarzanie wysokich tonów wymaga dużych szerokości. Trzeba obrać drogę pośrednią, wybierając kompromis między jakością dźwięku i selektywnością. Z tego powodu w kolejnym odbiorniku cewki filtru pasmowego wysuniemy spomiędzy siebie więcej niż o 25 mm. Aby ten odbiornik był jeszcze lepszy od dwuobwodowego, potrzebny nam jest co najmniej jeszcze jeden stopień w. cz. Odbiornik taki musiałby być zbudowany z następujących zespołów:

1. pierwszy wzmacniacz w. cz.;
2. strojony filtr pasmowy dwuobwodowy;
3. drugi wzmacniacz w. cz. (zamiast detektora anodowego w odbiorniku dwuobwodowym);
4. strojony filtr pasmowy dwuobwodowy;
5. detektor anodowy lub audion.

Projektowi takiego odbiornika nie można właściwie nic zarzucić, ale wszystko rozbija się o to, że potrzebny jest tu poczwórny kondensator zmienny, w którym cztery pojemności byłyby zupełnie jednakowe bez względu na położenie rotora. Oto granica możliwości tzw. *odbiornika o wzmocnieniu bezpośrednim* (por. rys. 167). Ze względów ekonomicznych nie buduje się agregatów o większej liczbie kondensatorów niż dwa[1].
Gdybyśmy chcieli odbiornikiem czteroobwodowym o wzmocnieniu bezpośrednim odebrać tylko jedną stację, to jego budowa nie nastręczałaby trudności. Zamiast czterech kondensatorów zmiennych zastosujemy wówczas kondensatory o stałej pojemności i nastroimy wszystkie cztery obwody na tę samą częstotliwość za pomocą rdzeni cewek. Koszt dla odbioru tylko jednej stacji byłby zbyt duży, ale tego rodzaju wzmacniacze w. cz. nastrojone na jedną częstotliwość wchodzą w skład doskonalszych typów odbiorników.
Przypominamy sobie, że przy nakładaniu dwu drgań o zbliżonych do siebie częstotliwościach powstawało dudnienie, którego częstotliwość równała się ściśle różnicy częstotliwości obu nałożonych drgań: 50 kHz – 40 kHz = = 10 kHz. Nakładając na siebie drgania o częstotliwości 600 kHz i 400 kHz, uzyskujemy dudnienie o częstotliwości 200 kHz. Taka sama częstotliwość dudnienia występuje również przy 700 kHz i 500 kHz, 800 kHz i 600 kHz i przy wszystkich układach częstotliwości, których różnica stanowi 200 kHz.
Można również przez nakładanie odpowiednich drgań uzyskiwać ciągle tę samą różnicę częstotliwości, która może być przepuszczana przez wzmacniacz w. cz. nastrojony na stałą częstotliwość. W następnym rozdziale pomówimy o tym, jak wygląda taki nowy odbiornik w szczegółach.

[1] Agregaty potrójne, a nawet poczwórne produkuje się do odbiorników specjalnych, nie są one jednak łatwo dostępne.

12. Przemiana częstotliwości – nowa metoda odbioru

Miejmy nadzieję, że nasz audion, wraz ze wzmacniaczem małej częstotliwości, nie został zdemontowany z podstawy doświadczalnej. Ale jeśli jakieś podzespoły wyjęliśmy i zamontowaliśmy w którymś z naszych odbiorników, to trzeba przede wszystkim uzupełnić układ, włączyć obwód rezonansowy odbiornika detektorowego przed audionem i nastroić na najsilniejszą stację. Następnie należy przyjrzeć się raz jeszcze układowi połączeń odbiornika. Między wzmacniaczem w. cz. i detektorem anodowym mieści się filtr pasmowy. Oba jego obwody są nastrojone na odbieraną stację. Zmienimy również nasz układ audionu, chociaż trochę inaczej: filtr pasmowy powinien być w sposób stały nastrojony na częstotliwość 200 Hz.

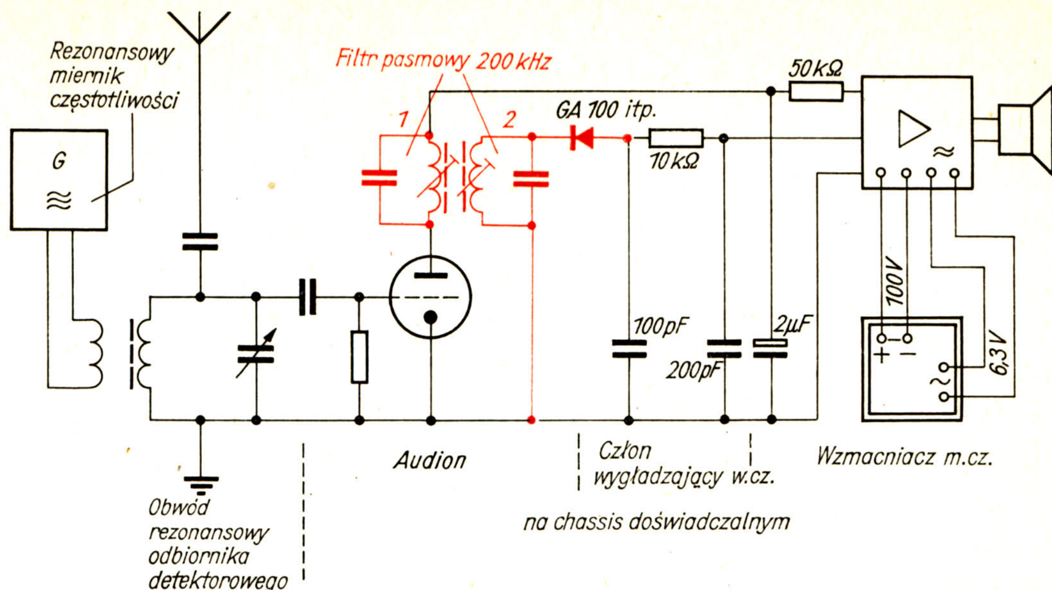
Jako pojemność kondensatorów wybieramy 2 nF. Zatem indukcyjność cewki musi wynosić:

$$L = \frac{1}{4\,\pi^2 \cdot f^2 \cdot C^2} = \frac{1}{4\,\pi^2 \cdot 200^2 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-9}} = \frac{1}{320\,\pi^2} \approx 0{,}32\ \mathrm{mH}.$$

Współczynnik indukcyjności naszego trójdzielnego korpusu cewki na pewno już obliczyliśmy. Wynosi on około $13 \cdot 10^{-3}\ \mu\mathrm{H}$. Każdą z dolnych działek nawijamy $n = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{320\ \mu\mathrm{H}}{13 \cdot 10^{-3}\ \mu\mathrm{H}}} = 155$ zwojami przewodu nawojowego ∅ 0,2 mm.

Na płytce izolacyjnej o wymiarach 50 × 30 mm przyklejamy korpusy cewek w odległościach 25 mm od siebie, nitujemy cztery końcówki lutownicze i łączymy cewki z kondensatorami. Należy nastroić oba obwody na 200 kHz za pomocą rezonansowego miernika częstotliwości. Wykonany filtr pasmowy przykręcamy do chassis doświadczalnego między lampą audionu i pierwszą lampą wzmacniacza m. cz. Rezystor roboczy 10 kΩ należy usunąć, ponieważ w obwodzie anodowym audionu ma zostać umieszczony filtr pasmowy. Odlutujemy także filtr w. cz. 100 pF/10 kΩ od podstawki lampy.

Drugi obwód rezonansowy filtru pasmowego powinien właściwie być włączony na wejście następnego stopnia wzmacniacza w. cz. Ponieważ jednak chodzi nam tu o nową zasadę działania odbiornika, pomińmy to i włączmy w drugi obwód po prostu diodę jako detektor w. cz. Rys. 214



Rys. 214
Doświadczenie ilustrujące działanie odbiornika superheterodynowego

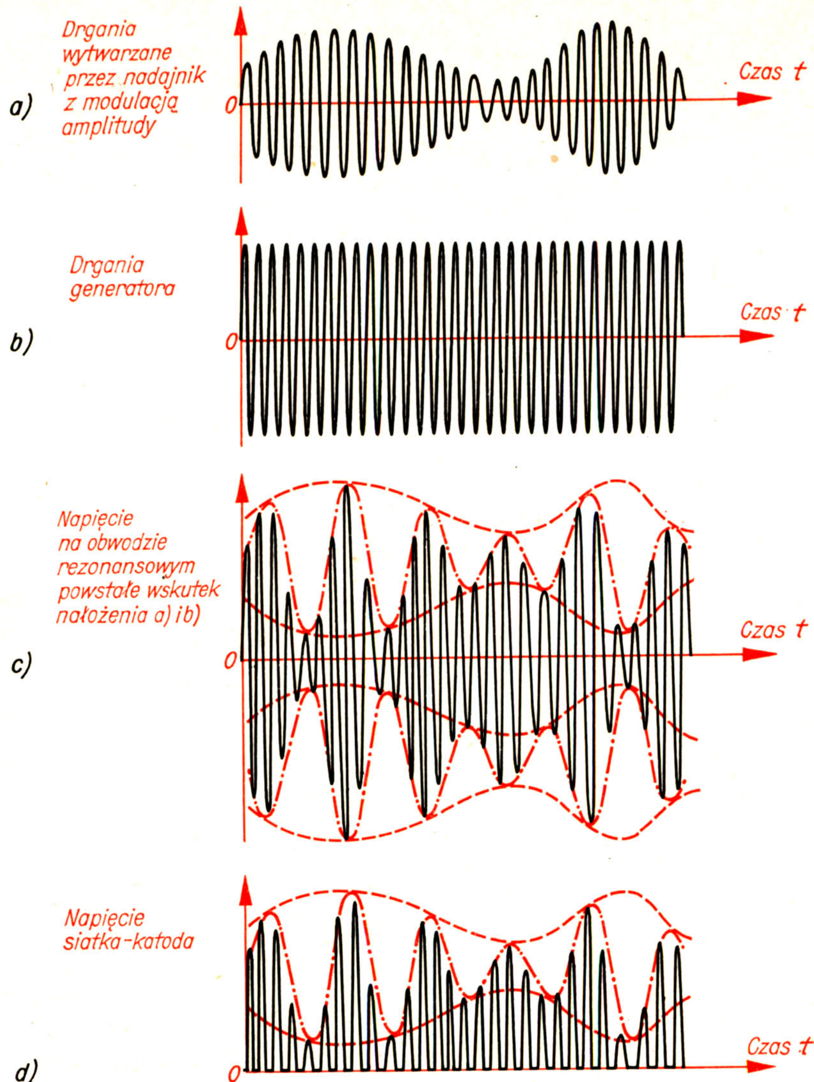
wyjaśnia, jak zmienił się pierwotny układ. Obwód 2 stanowi po prostu odbiornik detektorowy włączony między masę (minus) i filtr w. cz. wzmacniacza m. cz. Podczas gdy częstotliwość własna naszego pierwszego odbiornika detektorowego mogła zmieniać się między 550 i 2000 kHz, ten który teraz budujemy, ma tylko jedną częstotliwość rezonansową: 200 kHz.

A teraz włączamy odbiornik. Obwód wejściowy jest ciągle nastawiony na najsilniejszą stację na zakresie fal średnich, ale w głośniku nic nie słychać. Nic dziwnego, przecież nasz odbiornik dwuobwodowy wzmacnia tylko ten sygnał, na który nastrojone są oba obwody filtru pasmowego. W tym przypadku częstotliwość rezonansowa wynosi 200 kHz. Ale na tej częstotliwości nastawiona stacja na pewno nie pracuje. Będziemy ją mogli odbierać tylko wtedy, gdy częstotliwość stacji nałoży się na drugą częstotliwość w taki sposób, że powstanie dudnienie o różnicy częstotliwości 200 kHz. Wiemy już, jak to zrobić, Doprowadzamy częstotliwość wyjścia miernika częstotliwości – pracującego jako generator sygnałów wzorcowych – do obwodu wejściowego. Odległość między prętem ferrytowym a cewką miernika częstotliwości wynosi około 3 cm. Ciągle jeszcze głośnik milczy. Wiemy, na jakiej częstotliwości pracuje stacja lokalna. Na tę częstotliwość nastawiamy również miernik rezonansowy. Głośnik nadal milczy. Teraz z wolna kręcimy skalą generatora sygnałów wzorcowych w kierunku niższych częstotliwości. I oto nagle mamy naszą lokalną stację!

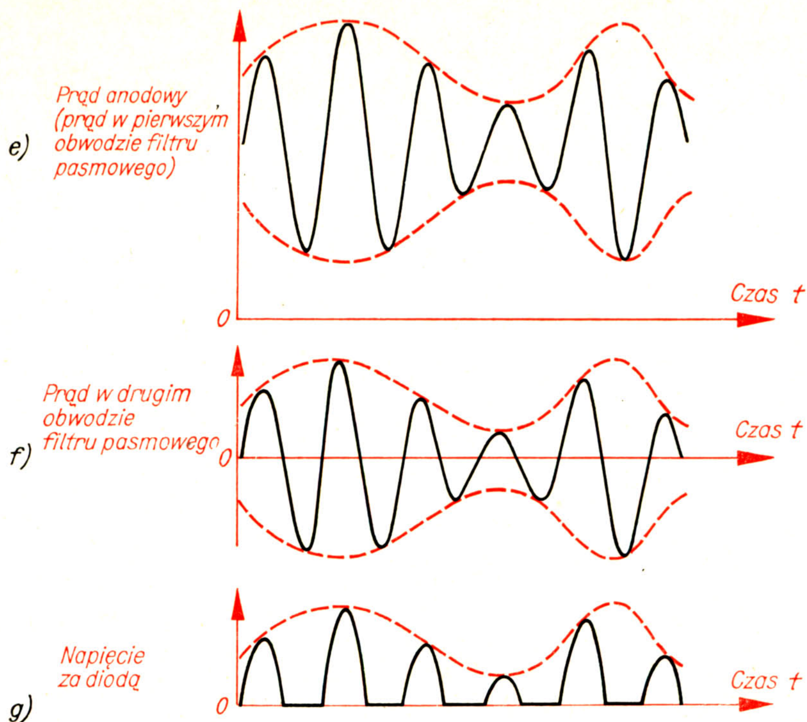
Rzut oka na skalę generatora potwierdzi naszą teorię; częstotliwość „nadajnika pomocniczego“ leży 200 kHz poniżej częstotliwości nastawionej stacji. Następnie zwiększamy częstotliwość miernika rezonansowego i znajdujemy drugie miejsce, w którym odbieramy tę samą stację. Teraz częstotliwość pomocnicza jest o 200 kHz większa od częstotliwości stacji.

Typ odbiornika pracujący na tej zasadzie nosi nazwę *superheterodyny*. Często nazywamy go krótko *super*. Przedrostek ten znaczy „nad“.

Rys. 215
Przebiegi w odbiorniku superheterodynowym



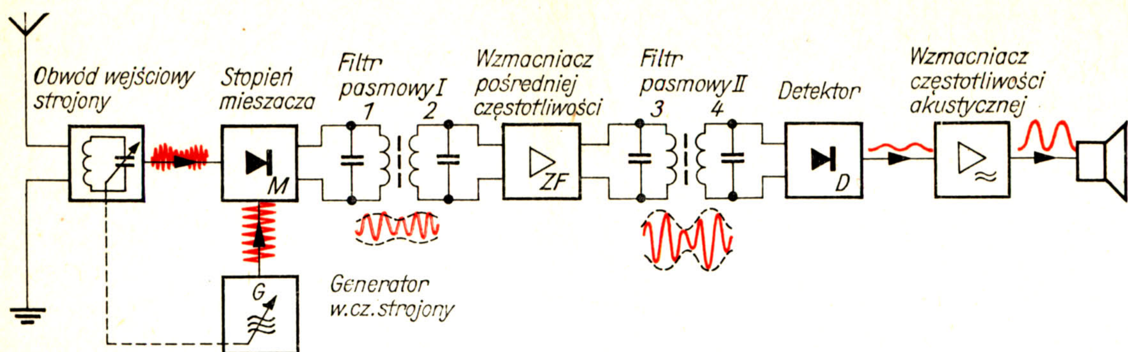
Zbadamy teraz, co się dzieje w naszym nowym układzie. Gdy tylko obwód wejściowy wpadnie w rezonans z częstotliwością nadajnika, wzbudzają się w nim maksymalne drgania. Przyjrzeliśmy się im już na ekranie oscyloskopu (por. rys. 163). Na rys. 215 są one jeszcze raz przedstawione schematycznie. A zatem doprowadzamy inne, niemodulowane drgania (rys. 215b) o zbliżonej częstotliwości do obwodu rezonansowego, nakładamy je na siebie i powstaje dudnienie. Modulacja drgań nadajnika przechodzi na częstotliwość dudnieniową. Zgodnie z tym na wejściu audionu występują drgania o przebiegu przedstawionym na rys. 215c. Demodulacja ich odbywa się między katodą a siatką lampy (rys. 215d). Obwód rezonansowy nastrojony na częstotliwość dudnienia zapobiega wzmocnieniu właściwej częstotliwości nośnej – do czego przywykliśmy w audionie. Prąd anodowy



sterowany jest tylko przez częstotliwość dudnienia (rys. 215e) i wzbudza maksymalne drgania w pierwszym obwodzie filtru pasmowego. Ponieważ drugi obwód jest jednocześnie nastrojony na częstotliwość dudnienia i sprzężony indukcyjnie z obwodem pierwszym, dudnienie pobudza je również (rys. 215f). Po raz drugi następuje detekcja i odzyskujemy drgania niskiej częstotliwości (rys. 215g).

Podane przebiegi nie są niczym nowym. Wszystkie je już poznaliśmy w tej czy innej postaci. Nowością natomiast jest ich zebranie razem w jednym odbiorniku. Umożliwia on dowolne powiększenie liczby obwodów rezonansowych i uzyskiwanie w ten sposób najlepszej selektywności. Dotychczas w naszym układzie doświadczalnym nie wykorzystaliśmy tej zalety. Dlatego rozpatrzmy układ blokowy odbiornika superheterodynowego. Pierwszy stopień (rys. 216) stanowi – jak w odbiorniku o wzmocnieniu bezpośrednim – strojony obwód wejściowy. Częstotliwość wejściowa nakładana jest na częstotliwość pomocniczą w specjalnym stopniu: *mieszaczu*. Kondensatory zmienne obwodu wejściowego i generatora są z sobą sprzężone. W każdym dowolnym położeniu skali między tymi obwodami rezonansowymi musi istnieć stała różnica częstotliwości; wybraliśmy 200 kHz. Zazwyczaj stosuje się jednak wartości 450 do 480 kHz.

Częstotliwość dudnienia występuje tylko jako „produkt pośredni" dla wyodrębnienia częstotliwości akustycznej z częstotliwości stacji nadawczej o modulowanej amplitudzie. Dlatego technicy mówią o *pośredniej częstotliwości* (p. cz.) i odpowiednio o *wzmacniaczu pośredniej częstotliwości*. Włącza się go przez pierwszy filtr pasmowy do stopnia mieszacza. Na



Rys. 216
Blokowy układ odbiornika superheterodynowego

wyjściu wzmacniacza częstotliwości pośredniej znajduje się drugi filtr pasmowy, którego obwody nastrojone są również na częstotliwość pośrednią. Od współbieżności wszystkich czterech obwodów rezonansowych w dużym stopniu zależy selektywność odbiornika superheterodynowego. Do ostatniego obwodu należy dołączyć demodulator. Ponieważ przez wzmocnienie pośredniej częstotliwości uzyskujemy wystarczająco duże napięcie w. cz., zatem możemy pominąć audion czy detektor anodowy; wystarczy zwykła dioda. Jako ostatni stopień służy wzmacniacz częstotliwości akustycznej z głośnikiem.

Do odbioru dowolnej stacji można zasadniczo wykorzystywać dwie różne częstotliwości generatora zwanego dawniej heterodyną. Jeśli – jak w naszym przypadku – częstotliwość pośrednia wynosi 200 kHz, a stacja pracuje na 1043 kHz, to częstotliwość pomocnicza może wynosić 1043 kHz — 200 kHz = 843 kHz lub 1043 kHz + 200 kHz = 1243 kHz. Widzimy, że częstotliwość generatora jest tu większa o częstotliwość pośrednią od częstotliwości wejściowej. Jak zaraz się przekonamy, ma to swoje głębokie uzasadnienie.

Otóż na odwrót okazuje się, że z częstotliwością generatora przykładowo 800 kHz można odbierać dwie stacje. Jedna musiałaby pracować na częstotliwości 800 kHz — 200 kHz = 600 kHz, druga na częstotliwości 800 kHz + 200 kHz = 1000 kHz. Obie stacje w wyniku mieszania z częstotliwością generatora dają częstotliwość pośrednią 200 kHz i są jednakowo wzmacniane. Dlatego wybiera się częstotliwości pośrednie większe od 200 kHz. Jeśli częstotliwość pośrednia wynosi 470 kHz, to obie stacje leżą już w odległości 940 kHz od siebie. W przypadku częstotliwości generatora 1000 kHz obwód wejściowy musi być nastrojony na 1000 kHz — — 470 kHz = 530 kHz. Stacja pracująca na tej częstotliwości pobudza go do maksymalnych drgań. Druga stacja leżąca na tak zwanej *częstotliwości lustrzanej* 1000 kHz + 470 kHz = 1470 kHz, przy odpowiedniej selektywności obwodu wejściowego zostanie wytłumiona; im wyższa jest częstotliwość pośrednia, tym szersze może być pasmo obwodu wejściowego. W małych odbiornikach typu super dobiera się częstotliwości pośrednie nawet do 1600 kHz, co pozwala na uproszczenie obwodu wejściowego. W miarę jak rośnie częstotliwość pośrednia, pogarsza się jednak stopień wzmocnienia i selektywność odbiornika.

Przykład obliczeniowy wyjaśni, dlaczego częstotliwość generatora ma być większa od częstotliwości na wejściu. Zakres fal długich sięga poniżej 150 kHz. Pracująca w tym zakresie stacja ma być odbierana z częstotliwością pośrednią 470 kHz. Mamy tu tylko jedną możliwość uzyskania częstotliwości pośredniej, mianowicie przez nałożenie na częstotliwość generatora 150 kHz + 470 kHz = 620 kHz. Natomiast w zakresie fal krótkich stosuje się zarówno jedno, jak i drugie rozwiązanie.

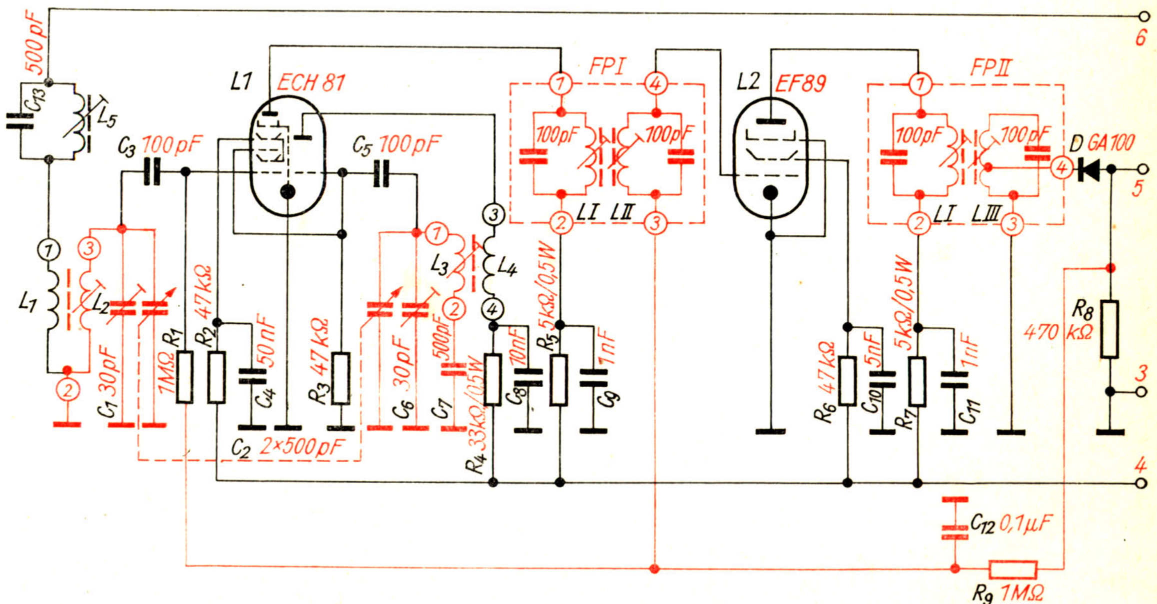
Poznajemy nowe układy

Po zapoznaniu się z podstawami działania superheterodyny, zbudujemy odbiornik na zakres fal średnich. Zbadajmy najpierw układ na rys. 217.

Stopień mieszacza i generator

Lampa *L1* zawiera dwa systemy o wspólnej katodzie. System heptody działa jako mieszacz, system triody jako generator. Częstotliwość nastawionej stacji przenosi się przez doprowadzenie antenowe (zacisk 6) i eliminator szeregowy do cewki antenowej L_1. Cewka L_2 obwodu wejściowego sprzężona jest indukcyjnie z L_1, wskutek czego częstotliwość nadajnika może pobudzić obwód rezonansowy. Podobnie jak to miało miejsce w odbiornikach budowanych poprzednio, równolegle do cewki włączony jest trymer C_1 i połówka podwójnego kondensatora zmiennego C_2. Z tego obwodu rezonansowego przez kondensator siatkowy C_3 w. cz. przedostaje się na pierwszą siatkę sterującą mieszacza. Jej rezystor upływowy R_1 nie jest włączony jak zwykle na masę, lecz jest połączony z filtrem R_9C_{12}.

Rys. 217
Układ połączeń sześcioobwodowego odbiornika superheterodynowego



Później się przekonamy, jakie to ma znaczenie. Obie siatki ekranujące heptody połączone są z sobą wewnątrz lampy i otrzymują napięcia poprzez wspólny rezystor R_2, przyłączony do bieguna dodatniego (zacisk 4). C_4 jest kondensatorem blokującym siatek ekranujących.

Generator stanowi układ sprzężenia zwrotnego, poznany w audionie. Jego obwód rezonansowy obejmuje, podobnie jak obwód wejściowy, cewkę L_3, połówkę podwójnego kondensatora obrotowego C_2 i trymer C_6. Ponieważ częstotliwość w tym obwodzie musi być większa o częstotliwość pośrednią od częstotliwości obwodu wejściowego, zatem indukcyjność L_3 musi być równa tylko połowie L_2; ponadto zmniejsza się pojemność obwodu za pomocą kondensatora szeregowego C_7.

Dokładne obliczenie obwodu generatora w zależności od obwodu wejściowego jest sprawą nadzwyczaj skomplikowaną; mimo to przeprowadzimy kilka prostych obliczeń. Przyjmijmy najpierw, że nie ma kondensatora szeregowego C_7. Wybieramy częstotliwość pośrednią odbiornika równą 470 kHz, a zatem obwód generatora musi być strojony w zakresie od 510 kHz + 470 kHz = 980 kHz do 1620 kHz + 470 kHz = 2090 kHz.

Pojemność obwodu generatora zależy nie tylko od wartości C_D kondensatora zmiennego i C_T trymera. Równolegle do obu tych kondensatorów istnieje wcale niemała pojemność cewki C_L, pojemności wejściowe triody C_{ET} i heptody C_{EH}, jak również pojemność przewodów łączących C_s. Pojemności lamp podaje tablica. Dla triody wynosi ona $C_{ET} = 3$ pF, a dla drugiej siatki sterującej heptody $C_{EH} = 6$ pF. Pojemność C_s i pojemność cewki można oszacować tylko z grubsza. Dla C_s przyjmujemy 10 pF, a dla C_L około 5 pF. Największa pojemność obwodu wynosi zatem $C = C_D + C_T + C_{ET} + C_{EH} + C_s + C_L = 520\,\text{pF} + 30\,\text{pF} + 3\,\text{pF} + 6\,\text{pF} + 10\,\text{pF} + 5\,\text{pF} = 574\,\text{pF}$.

Dla najniższej częstotliwości równej 980 Hz cewka generatora musi zgodnie z tym mieć indukcyjność

$$L = \frac{1}{4\,\pi^2 \cdot f^2 \cdot C} = \frac{1}{4\,\pi^2 \cdot 9{,}8^2 \cdot 10^{10} \cdot 574 \cdot 10^{-12}} = 46\,\mu\text{H}.$$

Przy kondensatorze zmiennym całkowicie otwartym pojemność obwodu drgającego wynosi $C = 10\,\text{pF} + 30\,\text{pF} + 3\,\text{pF} + 6\,\text{pF} + 10\,\text{pF} + 5\,\text{pF} = 64\,\text{pF}$. Wraz z indukcyjnością 46 μH daje to częstotliwość własną $f = 2930$ kHz. Ale przecież największa częstotliwość ma wynosić tylko 2090 kHz. Zatem jest to o 840 kHz za dużo. Można długo liczyć i robić próby, ale nigdy nie osiągnie się tego, aby różnica częstotliwości między obwodem wejściowym a obwodem generatora była stała.

Z tego powodu indukcyjność zmniejsza się nieco mniej i ogranicza się pojemność obwodu generatora przez kondensator szeregowy. W naszym układzie ma on wartość 500 pF. Największa pojemność obwodu wynosi wówczas tylko

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{1}{574\,\text{pF}} + \frac{1}{500\,\text{pF}} = \frac{500 + 574}{574 \cdot 500\,\text{pF}};$$

$$C = \frac{574 \cdot 500}{1074}\,\text{pF} = 266\,\text{pF}.$$

Przy najmniejszej częstotliwości wynoszącej 980 kHz indukcyjność cewki powinna wynosić $L = 0,1$ mH (proszę sprawdzić!) Przy całkowicie otwartym kondensatorze zmiennym obwód drgający ma pojemność wypadkową

$$C = \frac{64 \cdot 500}{564} = 57 \text{ pF}.$$

Częstotliwość własna przy indukcyjności cewki 0,1 mH wynosi wówczas $f = 2100$ kHz. Teraz w stosunku do wymaganej najwyższej częstotliwości generatora różnica stanowi zaledwie 10 kHz. Stąd powinno być jasne, dlaczego kondensator szeregowy C_7 jest niezbędny w obwodzie generatora.
Generator otrzymuje napięcie anodowe przez cewkę sprzężenia zwrotnego L_4. Specjalny kondensator sprzężenia zwrotnego byłby tutaj zbędnym dodatkiem. W naszym audionie i odbiorniku dwuobwodowym z filtrem pasmowym pobieraliśmy zawsze napięcie anodowe poprzez filtr z odczepu napięcia anodowego wzmacniacza częstotliwości akustycznej. W odbiorniku superheterodynowym stosujemy tę zasadę oddzielnie dla każdego układu lamp ($R_4 C_8$ dla lampy generatora, $R_5 C_9$ dla mieszacza i $R_7 C_{11}$ dla wzmacniacza p. cz.). Kondensator siatkowy C_5 i rezystor upływowy R_3 służą, podobnie jak w audionie, do samoczynnego wytwarzania wstępnego napięcia siatki. W. cz. generatora przenosi się z siatki sterującej triody bezpośrednio do drugiej siatki sterującej mieszacza. W lampie tej w. cz. stacji nadawczej (na pierwszej siatce sterującej) nakłada się na sygnał z generatora. Powstaje częstotliwość pośrednia. Między obu siatkami sterującymi mieszacza znajduje się siatka ekranująca umieszczona tam po to, aby drgania generatora nie mogły przedostawać się pojemnościowo na pierwszą siatkę sterującą i dalej do anteny.

Wzmacniacz częstotliwości pośredniej i detektor

W obwodzie anodowym *L1* znajduje się pierwszy, nastrojony na częstotliwość pośrednią 470 kHz, obwód rezonansowy filtru pasmowego *FP1*. Stąd częstotliwość pośrednia przenosi się do drugiego obwodu filtru pasmowego, a stąd na wejście wzmacniacza p. cz. (*L2*). Drugi obwód rezonansowy nie jest włączony na masę jak we wzorcowym, wykonanym przez autora, odbiorniku typu super, lecz podobnie jak rezystor upływowy lampy mieszacza włączony jest na filtr $R_9 C_{12}$. Wzmacniacz częstotliwości pośredniej charakteryzuje się tym, że brak tu rezystora do wytwarzania napięcia wstępnego siatki. W jego obwodzie anodowym znajduje się pierwszy obwód rezonansowy drugiego filtru pasmowego. Do drugiego obwodu tego filtru włączony jest detektor. W tym celu możemy zastosować jakąkolwiek diodę w. cz. Prostownik włączony jest w jeden z odczepów cewki. Czy nie to powoduje przedostawania się niższego napięcia na detektor?
Wiemy, że napięcie rezonansowe w obwodzie drgającym będzie tym większe, im mniejsze będzie jego tłumienie. Skoro dioda włączona jest równolegle do obwodu, jej rezystancja musiałaby być nieskończenie wielka, aby tłumienie obwodu było możliwie małe. Rezystancja przewodzenia diody w żadnym razie nie jest nieskończenie wielka. Co więcej, wiemy, że rezystan-

cję można dopasować za pomocą transformatora. Jeśli liczba zwojów cewki obwodu rezonansowego wynosi przykładowo 300, a odczep zrobiliśmy na setnym zwoju, to liczby zwojów mają się do siebie jak 1:3, a impedancje wobec tego jak $1^2:3^2$, czyli 1:9. Zatem równolegle do obwodu włączona jest dziewięciokrotna wartość rezystancji diody, a jego tłumienie będzie znacznie mniejsze. Napięcie na obwodzie przy rezonansie może być zatem znacznie wyższe, tak że w pewnych okolicznościach do diody będzie przyłożone jeszcze większe napięcie niż gdybyśmy ją nawet dołączyli do obwodu bez zastosowania odczepu. Wzrost napięcia dotyczy tylko częstotliwości rezonansowej, przez co selektywność obwodu zwiększa się. Można uzyskać demodulowane napięcie pośredniej częstotliwości na rezystorze roboczym R_8 i przenieść do wzmacniacza częstotliwości akustycznej.

Charakterystyczne jest, że ani lampa mieszacza, ani wzmacniacz pośredniej częstotliwości nie mają rezystorów w katodach, a zatem widocznie pracują bez napięcia wstępnego siatki. Ale tak nie jest. Wynika to z działania wspomnianego już filtru R_9C_{12}. Gdy detektor – jak to pokazano na rys. 217 – ma katodę przyłączoną do odczepu obwodu, napięcie redukowane na rezystorze R_8 ma w stosunku do masy znak ujemny. Napięcie to zawiera trzy składowe: napięcie o częstotliwości pośredniej, napięcie zmienne o częstotliwości akustycznej i napięcie stałe. Na wejściu wzmacniacza częstotliwości akustycznej składowa napięcia stałego jest odcięta przez kondensator C_7, a pozostałości częstotliwości pośredniej są zwarte przez filtr w. cz. $C_8R_2C_9$ (rys. 175). Na siatkę pierwszej lampy wzmacniacza przedostaje się tylko częstotliwość akustyczna.

Co robić, żeby odległe stacje nie zanikały?

W odbiorniku superheterodynowym prócz częstotliwości akustycznej interesująca jest również składowa napięcia stałego; mianowicie, uzyskujemy z niej za pomocą filtru R_9C_{12} potrzebne napięcie wstępne siatki. Impedancja kondensatora C_{12} wynosi dla 470 kHz

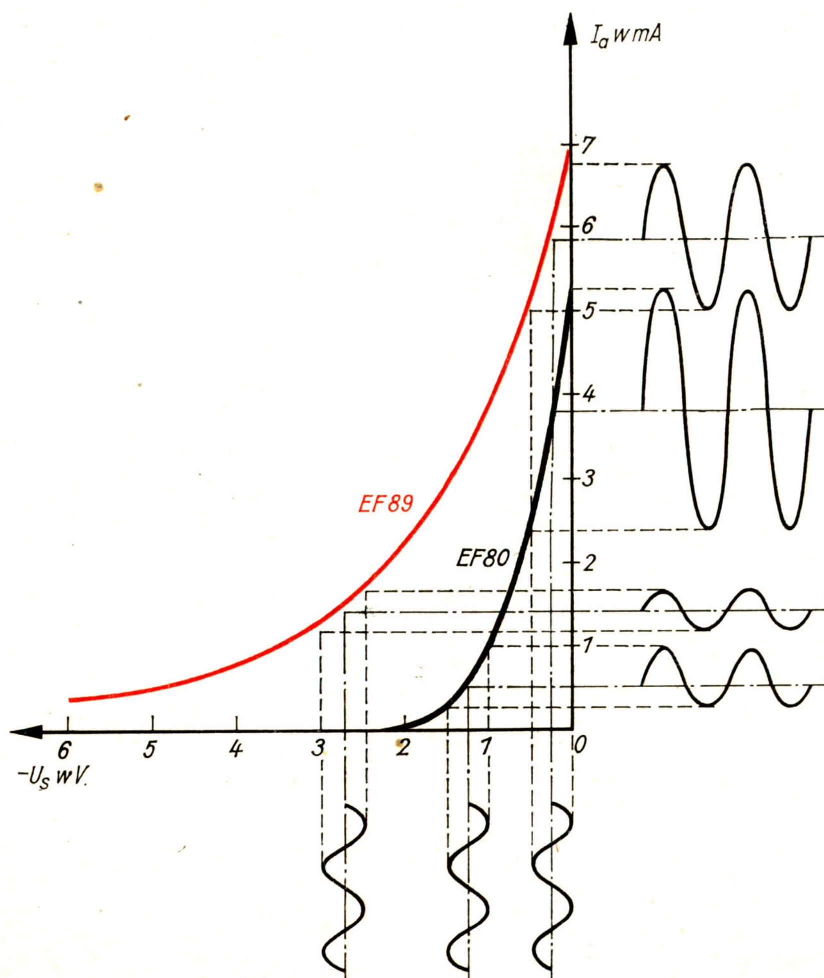
$$R_c = \frac{1}{2\,\pi f \cdot C} = 3{,}4\ \Omega,$$

a dla częstotliwości akustycznej 4,5 kHz 350 Ω tak, że częstotliwość pośrednia a praktycznie i akustyczna będzie zwarta. Pozostaje stałe napięcie ujemne, przyłożone do pierwszej siatki sterującej mieszacza. Przez cewkę drugiego obwodu rezonansowego filtru pasmowego *FP1* przedostaje się ono również na siatkę sterującą wzmacniacza częstotliwości pośredniej. Ponieważ różne stacje odbierane są z różną siłą, waha się również i napięcie wstępne. Spada ono do zera, gdy w ogóle żadna stacja nie jest odbierana; jest bardzo duże, gdy odbiornik jest nastrojony na stację lokalną. Jednak im bardziej ujemne jest napięcie wstępne, tym bardziej zbliżamy się do dolnego kolana charakterystyki lampy. Wskutek tego przy odtwarzaniu dźwięku muszą występować zniekształcenia, o ile nie zastosujemy tu lamp o specjalnych „długich" charakterystykach.

Przyjrzyjmy się dlatego charakterystykom prądu anodowego w funkcji

napięcia sterującego „zwykłej“ lampy EF 80 i „specjalnej“ EF 89! Podobnie jak w przypadku przedstawionym na rys. 66, badanie przeprowadzimy na pulpicie do badania lamp własnej roboty. Siatkę „2“ łączymy z biegunem dodatnim źródła napięcia anodowego, siatkę „3“ – z katodą. Jako napięcie anodowe obierzemy 65 V, wówczas przy $U_s = 0$ V prąd anodowy nie będzie zbyt duży. Przy $U_s = 0$ V przez lampę EF 80 płynie prąd anodowy $I_a = 5{,}25$ mA, a przez lampę EF 89 – 6,75 mA. Aby sprowadzić prąd anodowy do zera, trzeba przyłożyć do lampy EF 80 ujemne napięcie siatki równe tylko 2 V. W przypadku lampy EF 89 trzeba nastawić potencjometrem naszego zasilacza warsztatowego napięcie 20 V. Uzyskane pary wartości przenosimy na wykres według rys. 218 otrzymując charakterystyki prądu anodowego w funkcji napięcia sterującego lampy EF 80 i EF 89. Obie różnią się między sobą wyraźnie.

Przyłóżmy napięcie wstępne 0,25 V i napięcie zmienne o wartości szczytowej 0,25V do siatek obu lamp; prąd anodowy lampy EF 80 zmieni się



Rys. 218
Charakterystyka pentody zwykłej i charakterystyka pentody regulacyjnej EF89

o 3,15 mA, a lampy EF 89 o 1,75 mA. Wzmocnienie lampy EF 80 jest więc większe. Ale nie o to teraz chodzi. Jeśli ujemne napięcie wstępne wzrośnie do 1,25 V, to przy lampie EF 80 wystąpią już zniekształcenia. W tym zakresie nie wolno już stosować zwykłej pentody. W EF 89 prąd anodowy waha się między 3,75 i 2,9 mA, a zatem w granicach 0,85 mA. Jeśli oznaczymy wzmocnienie lampy EF 89 w pierwszym wypadku jako 1 (dowolnie), to teraz spadnie ono do $\frac{0{,}85 \text{ mA}}{1{,}75 \text{ mA}} = 0{,}49$. Jeśli napięcie wstępne wzrośnie, na przykład do 2,75 V, to prąd anodowy w EF 80 zostanie całkowicie przerwany. W lampie EF 89 waha się on między 1,65 i 1,15 mA. Wzmocnienie wynosi tu tylko $\frac{0{,}50}{1{,}75} = 0{,}29$. Tym właśnie różni się EF 89 od zwykłej pentody. W miarę wzrostu napięcia wstępnego siatki wzmocnienie maleje bez zniekształceń. Ponieważ za pomocą takiej lampy można regulować stopień wzmocnienia, nosi ona nazwę *pentody regulacyjnej*.

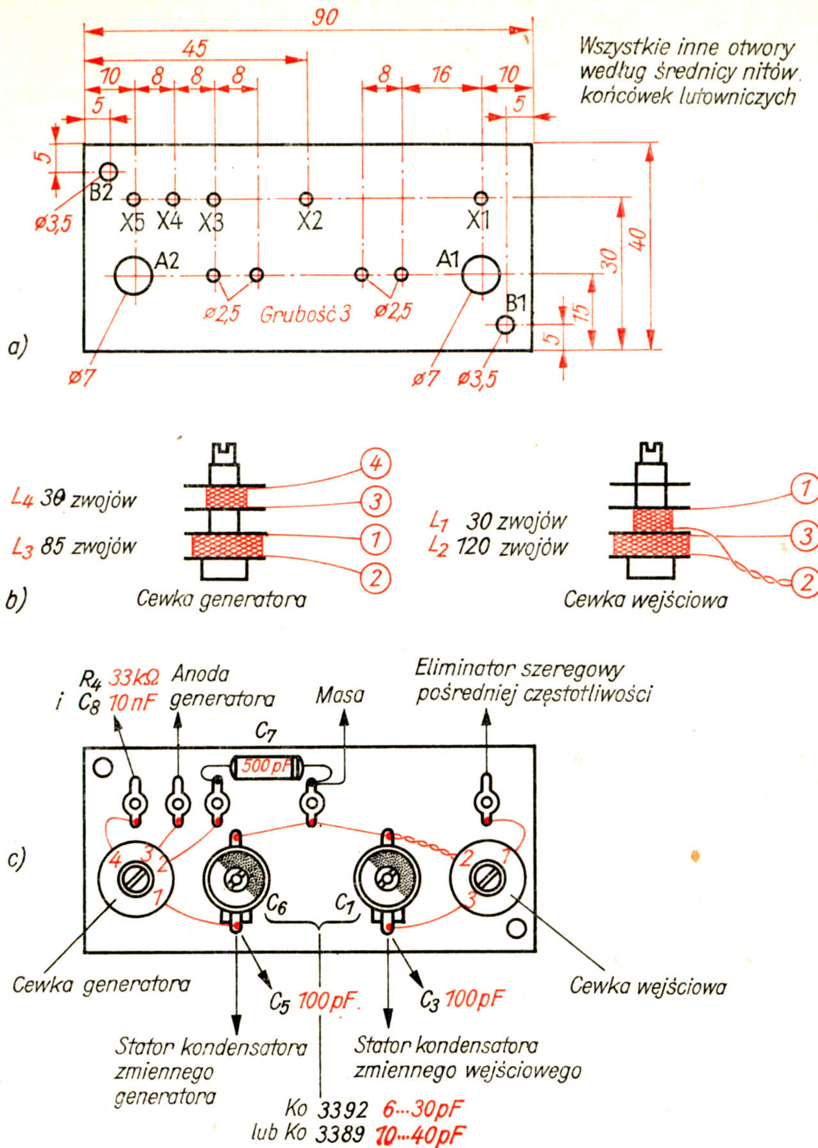
Po nastawieniu naszej superheterodyny na jakąś silną stację, mamy do wykorzystania na wyjściu R_gC_{12} duże ujemne napięcie stałe. Wzmocnienie mieszacza i wzmacniacza częstotliwości pośredniej maleje. Daje się to zauważyć w końcu w postaci spadku natężenia głosu. Dlatego silna stacja lokalna nie będzie odtwarzana dużo głośniej niż inne stacje.

Jeżeli natomiast zaczyna zanikać jakaś odległa stacja – ale nie może „uciec" całkowicie – napięcie wstępne siatki będzie mniejsze, a zatem wzmocnienie wzrośnie. Jest to zasada *automatycznej regulacji wzmocnienia*. Natężenie głosu utrzymywane jest automatycznie na tym samym poziomie w układzie w. cz. odbiornika. Ale nie narzekajmy zaraz na ten najprostszy układ automatycznej regulacji wzmocnienia, kiedy w przypadku jakiejś odległej stacji głośnik mimo to zamilknie. Regulacja wtedy tylko działa, gdy sygnał danej stacji dostaje się jeszcze do naszego odbiornika. Jeśli stacja nie jest odbierana, to nawet najwymyślniejszy układ regulacyjny nic tu nie pomoże.

Specjalny eliminator ograniczający oddziaływanie stacji lokalnej nie jest w superheterodynie niezbędny. Trzeba natomiast wyeliminować możliwość emitowania przez antenę częstotliwości pośredniej. Dlatego w doprowadzeniu antenowym znajduje się eliminator szeregowy o częstotliwości rezonansowej 470 kHz. W sumie nasz super zawiera siedem obwodów rezonansowych. Mówiąc jednak ogólnie o liczbie obwodów w odbiorniku, nie liczymy obwodu eliminatora. Podaje się tylko te obwody, które służą albo do strojenia, albo do zwiększenia selektywności. W naszym przykładzie były to: obwód wejściowy, obwód generatora i cztery obwody rezonansowe obu filtrów pasmowych. A więc odbiornikiem naszym jest super sześcioobwodowy!

Budujemy superheterodynę

Zaczynamy od obwodów rezonansowych. Cewki i trymery obwodu wejściowego i obwodu generatora mocujemy razem na izolacyjnej płytce montażowej o grubości 3 mm. Układ otworów należy wykonać według rys. 219a.



Rys. 219
Budowa obwodu wejściowego i obwodu generatora:
a) płytka montażowa dla cewek i trymerów;
b) nawinięcie cewek;
c) układ połączeń obwodu wejściowego i generatora

W otworach X1 do X5 nitujemy końcówki lutownicze. Cztery otwory o średnicy 2,5 mm służą do przytwierdzenia obu trymerów krążkowych. Cewkę wejściową i cewkę generatora nawiniemy jak zwykle na korpusie trójdzielnym. Sposób nawinięcia obu cewek wynika z rys. 219b. Jako drut nawojowy zastosujemy jak zwykle drut ∅ 0,2 mm. Gotową cewkę wejściową przyklejamy na płytce montażowej w A1, a cewkę generatora w A2. Rys. 219c zawiera informacje dotyczące sposobu ułożenia przewodów w tym zespole. Między X2 i X3 wlutujemy kondensator szeregowy C_7 o pojemności 500 pF.

Budujemy filtry pasmowe

Do budowy posłuży ponownie płyta montażowa wg rys. 220a. Potrzebne nam są dwa filtry. Po wycięciu, opiłowaniu i wywierceniu otworów nitujemy w każdym z otworów od X1 do X8 końcówkę lutowniczą. Powinny być one jak najmniejsze, żeby końcówki X1 do X4 nie stykały się z sobą. W razie potrzeby opiłujemy je trochę pilnikiem.

Tym razem do nawinięcia cewek filtru pasmowego nie wolno nam użyć drutu; zastosujemy tzw. licę wielkiej częstotliwości. Składa się ona z dużej liczby bardzo cienkich drucików w izolacji emaliowej, obciągniętych razem jedwabiem. Na czym polega korzyść z jej zastosowania? Wiemy, że napięcie rezonansowe w obwodzie osiąga maksimum wtedy, gdy rezystancja cewki przy prądzie zmiennym jest możliwie mała. Przy wielkich częstotliwościach w przewodach występuje nieznane nam jeszcze zjawisko naskórkowości. Prąd zmienny wielkiej częstotliwości dąży do tego, by płynąć w pobliżu powierzchni zewnętrznej przewodu. Dlatego drut musi mieć możliwie dużą powierzchnię zewnętrzną. Proste obliczenie wyjaśni, jak to można osiągnąć przy określonym przekroju.

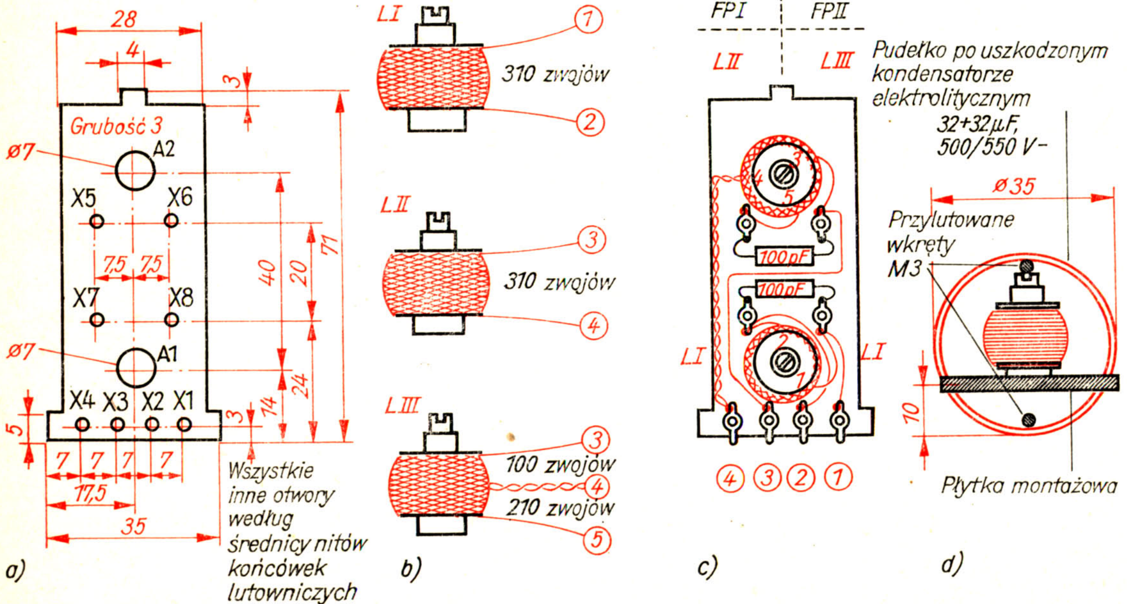
Stosowany przez nas dotychczas drut nawojowy miał średnicę 0,2 mm. Przekrój jego wynosił zatem

$$S = \pi \frac{d^2}{4} = \pi \cdot \frac{0{,}04 \text{ mm}^2}{4} = 0{,}031 \text{ mm}^2,$$

a obwód $P = \pi \cdot d = \pi \cdot 0{,}2 \text{ mm} = 0{,}63 \text{ mm}$.

Obwód jest miarą powierzchni zewnętrznej drutu. Jeśli przekrój ten podzielimy na 20 jednakowych drucików, to każdy z nich będzie miał średnicę

Rys. 220 Budowa filtru pasmowego: a) płytka montażowa filtru pasmowego; b) nawinięcie cewek; c) układ połączeń filtru pasmowego; d) sposób umieszczenia płytki montażowej we wnętrzu pudełka aluminiowego



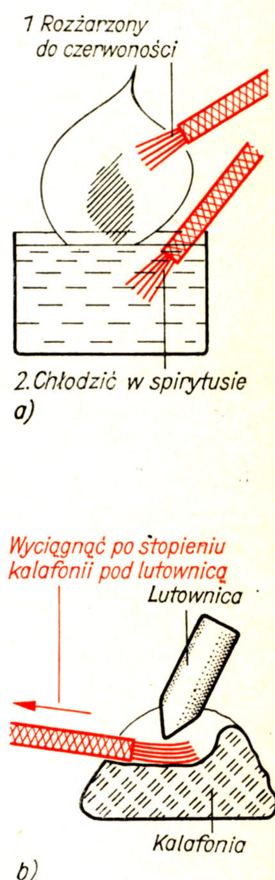
$$d = 2\sqrt{\frac{S}{20}} = 2\sqrt{\frac{0{,}031\ \text{mm}^2}{20}} = 0{,}0445\ \text{mm}.$$

Pojedynczy drucik będzie miał obwód $P = \pi \cdot d = \pi \cdot 0{,}0445\ \text{mm} = 0{,}14\ \text{mm}$, a wszystkie dwadzieścia razem $20 \cdot 0{,}14\ \text{mm} = 2{,}8\ \text{mm}$. Powierzchnia zewnętrzna licy jest zatem $\frac{2{,}8\ \text{mm}}{0{,}63\ \text{mm}} = 4{,}4$ krotnie większa od powierzchni pojedynczego drutu o tym samym przekroju. Widać stąd jasno jej zalety. Prąd zmienny o wielkiej częstotliwości napotyka ograniczoną rezystancję, tłumienie obwodu drgającego jest mniejsze i selektywność rośnie.

Stosowanie takiej licy w. cz. sprawi jednak trochę więcej trudności niż – jak dotąd – zdjęcie izolacji i lutowanie drutu emaliowanego. Nadzwyczaj ważne jest, żeby przy zdejmowaniu nie urwać ani jednego drucika i żeby wszystkie zlutować. W żadnym razie nie wolno używać noża. Najpierw na długości 10 mm zdejmujemy oplot jedwabny.

Koniec przeznaczony do lutowania rozżarzamy do czerwoności w płomieniu spirytusowym (ostrożnie, żeby nie spalić drucików!), a następnie błyskawicznie ochładzamy w spirytusie. Najlepiej nalać trochę spirytusu do blaszanej puszki, zapalić, rozgrzać licę w płomieniu, a następnie zanurzyć w spirytusie w tejże puszce (patrz rys. 221a). Za pomocą szkła powiększającego sprawdzimy, czy wszystkie druciki są całkowicie oczyszczone z izolacji. Płomień gasimy zamykając puszkę wieczkiem. Teraz druciki należy pocynować. Również i tu w żadnym wypadku nie wolno stosować tłuszczu ani pasty lutowniczej, lecz wyłącznie kalafonię. Zgodnie z rys. 221b końcówkę licy kładziemy na topniku, z wierzchu przykładamy lutownicę z nałożoną cyną i w miarę topnienia kalafonii wyciągamy licę spod kolby. Rezultat należy sprawdzić za pomocą szkła powiększającego. Cyna musi połączyć wszystkie druciki.

Zaprawianie licy w. cz. należy kilkakrotnie przećwiczyć na odcinku próbnym. Dopiero po trzech kolejnych pomyślnych próbach można zabrać się do nawinięcia cewek filtru pasmowego. Ale tu nowa trudność: nasze trójdzielne korpusy cewek są trochę za małe i nie jesteśmy w stanie nawinąć obliczonej w przykładzie rachunkowym licy w. cz. $20 \times 0{,}05$. Trzeba się postarać o licę w. cz. $6 \times 0{,}07$ albo ostrożnie obłamać obie środkowe przekładki z korpusu, a do każdej z zewnętrznych przykleić cienką przekładkę izolacyjną o średnicy 20 mm. Na taki korpus nawiniemy łatwo nawet licę w. cz. $20 \times 0{,}05$. Sposób nawinięcia cewek pokazano na rys. 220b. Filtr pasmowy *FP1* zawiera dwie jednakowe cewki. Jedną przyklejamy w A1, a drugą w A2 na płytce montażowej. Układ połączeń podano na rys. 220c. Do drugiego filtru pasmowego potrzebna jest nam cewka z odczepem. Nawijamy najpierw 100 zwojów, następnie jeden zwój wyprowadzamy na zewnątrz i wreszcie nawijamy raz jeszcze 210 zwojów tak, że i ta cewka zawiera 310 zwojów. Cewkę bez odczepu przyklejamy w A1, a cewkę z odczepem w A2. Zamiast końcówki 5 doprowadzamy odczep 4 do końcówki lutowniczej X4. Końcówkę 5 lutujemy natomiast z kondensatorem obwodu rezonansowego 100 pF. Po wykonaniu połączeń stroimy wszystkie cztery obwody na częstotliwość pośrednią 470 kHz. Rezonansowy miernik

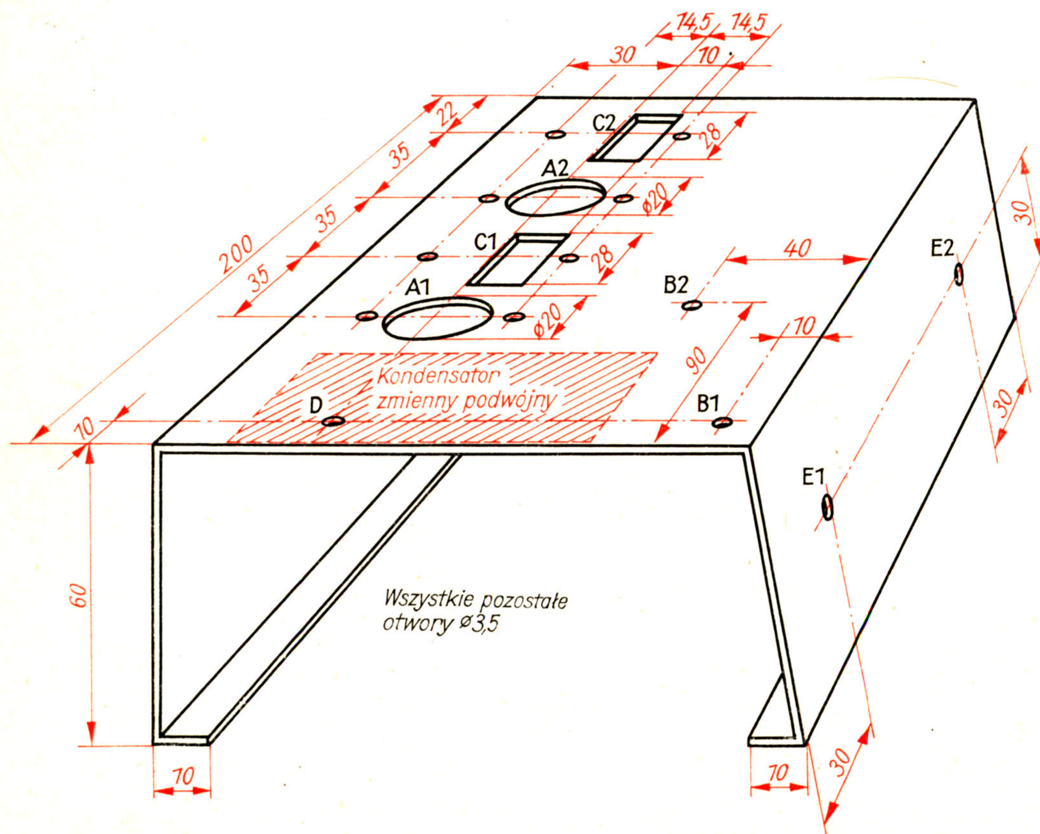


Rys. 221
Zaprawianie licy w. cz.:
a) zdjęcie izolacji lakierowej;
b) cynowanie licy

częstotliwości wykorzystujemy przy tym jako niemodulowany generator sygnałów wzorcowych (wyłącznik w położeniu *G*).

Aby zapobiec sprzężeniu zwrotnemu – a co za tym idzie – samowzbudzeniu między obwodem wyjściowym wzmacniacza pośredniej częstotliwości a jego obwodem wejściowym filtry pasmowe należy montować w osłonach ekranujących. Nadają się do tego zwłaszcza obudowy uszkodzonych kondensatorów elektrolitycznych. Muszą one mieć średnicę zewnętrzną 35 mm i wysokość użyteczną (nad karbem) około 70 mm. Obudowę przecinamy wzdłuż karbu i usuwamy zwijkę. Płaszczyznę cięcia należy starannie wygładzić drobnym papierem ściernym. Z krawędzi należy zdjąć zadziory. W powierzchni czołowej wiercimy w odległości 10 mm od obwodu otwór 4 mm. Tu należy włożyć „nos" płytki montażowej. U dolnej krawędzi pudełka trzeba wypiłować dwie szczeliny, aby można było całkowicie wsunąć płytkę montażową. Położenie płytki w pudełku wynika z rys. 220d. Dwa otwory w osłonie o średnicy około 8 mm nad rdzeniami cewek są wystarczające do dokładnego zestrojenia obwodów po wbudowaniu. Do przykręcenia pudełek do chassis potrzebne są dwa wkręty M3. Z rys. 220d widać również, jak należy je umieścić. W tym celu wnitujemy naprzeciw siebie wewnątrz ok. 5 mm ponad krawędzią dwie końcówki lutownicze, do których można przylutować na stałe uprzednio pocynowane wkręty.

Rys. 222
Chassis superheterodyny

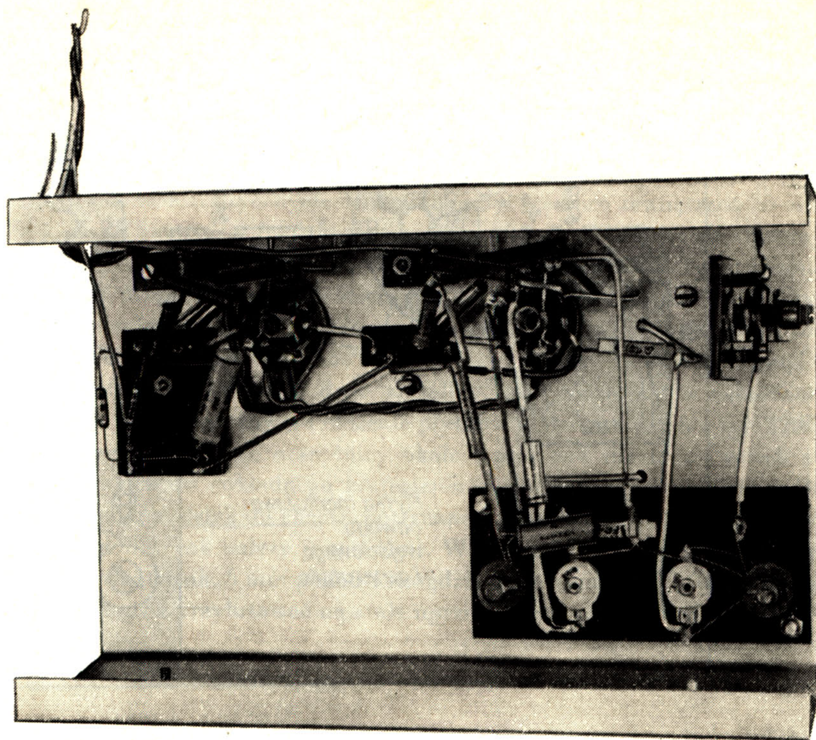


Do nawinięcia cewki eliminatora szeregowego pośredniej częstotliwości stosujemy również drut ∅ 0,2 mm. W dolnej działce znormalizowanego korpusu nawijamy 130 zwojów. Podobnie jak w przypadku audionu i odbiornika dwuobwodowego, eliminator szeregowy montujemy na małej płytce izolacyjnej i stroimy go na 470 kHz.
Wymiary chassis naszej superheterodyny weźmiemy z rys. 222 i 182.

Rys. 223
Schemat montażowy odbiornika superheterodynowego

Rys. 224
Czwarty z naszych zespołów: odbiornik superheterodynowy

Rys. 225
Widok połączeń
odbiornika super-
heterodynowego



Należy w miarę możności użyć blachy aluminiowej o grubości 2 mm, ale dobra będzie również blacha stalowa miękka o grubości 1 mm. W A1 umieścimy podstawkę dla *L1*, w A2 – dla *L2*. Aby przewody były możliwie krótkie, montujemy podstawki zgodnie z rys. 223. W C1 umieścimy filtr pasmowy *FP1*, w C2 – *FP2*. Eliminator szeregowy i płytkę izolacyjną z obwodem wejściowym i obwodem generatora mocujemy u spodu chassis. Między chassis i płytką montażową umieścimy kawałek tektury lub płytki izolacyjnej, żeby uniknąć zetknięcia końcówek lutowniczych z masą.
Układ połączeń wykonujemy zgodnie ze schematem montażowym na rys. 223. Najpierw wykonujemy połączenia z masą oraz obwód żarzenia (przewody skręcone). I w tym obwodzie jeden biegun łączymy z masą. Główne odprowadzenie na masę łączymy bezpośrednio ze środkowym walcem podstawki EF 89. Poza tym zwracamy uwagę na wykonanie możliwie krótkich połączeń. Rys. 224 i 225 podają budowę i sposób wykonania połączeń w gotowym odbiorniku.

Strojenie odbiornika typu super to rzecz niełatwa

Po przeprowadzeniu ostatecznej kontroli prawidłowości wykonania łączymy odbiornik ze wzmacniaczem małej częstotliwości i badamy bez wkładania lamp, czy na odpowiednich stykach występują właściwe napięcia. Jeśli wszystko jest w porządku, wkładamy lampę EF 89 i zaczynamy strojenie.

Od naszej staranności w tej pracy zależy w znacznej mierze jakość odbiornika. Strojenie prowadzimy w następującej kolejności: obwód diodowy – obwód wyjściowy wzmacniacza pośredniej częstotliwości – obwód wejściowy wzmacniacza pośredniej częstotliwości – obwód wyjściowy mieszacza – obwód generatora – obwód wejściowy – eliminator szeregowy.

Przy regulacji pierwszych czterech obwodów miernik rezonansowy pracuje w położeniu wyłącznika *S* jako modulowany nadajnik próbny 470 kHz. Nic w nim nie zmieniamy podczas strojenia filtra pasmowego. Najpierw lutujemy połączenie między doprowadzeniem 4 w pierwszym filtrze pasmowym (*FP1*), a siatką EF 89 przy podstawce lampy. Ponadto lutujemy kawałek przewodu o długości około 30 cm. Jego wolny koniec znajduje się w pobliżu cewki nadajnika próbnego. Włączamy odbiornik: słyszymy w nim warkot. Przez poruszanie rdzenia górnej cewki *FP2* poszukujemy maksimum natężenia warkotu. Następnie powtarzamy to samo dla dolnej cewki. W ten sposób nastrojone są oba obwody *FP2*. Wyłączamy odbiornik, likwidujemy przewód sterujący i lutujemy ponownie połączenie z *FP1*.

Do strojenia pierwszego filtru pasmowego należy wyłączyć generator, dlatego też stator kondensatora zmiennego generatora łączymy z masą. Od siatki sterującej mieszacza odlutowujemy kondensator 100 pF i rezystor 1 MΩ i dołączamy znowu nasz kawałek przewodu. Po włożeniu lampy ECH 81 i ponownym załączeniu stroimy powtórnie, najpierw cewkę górną na maksimum dźwięku, a następnie cewkę dolną. Potem należy wyłączyć układ, zdjąć połączenie do masy kondensatora zmiennego generatora, odlutować przewód sterujący i przylutować kondensator i rezystor.

Następnie stroimy obwód generatora. Nasz miernik częstotliwości działa tu w położeniu *A* wyłącznika, ponieważ generator jest źródłem drgań. Zasadniczo postępujemy tak, jak zwykle dotychczas przy strojeniu odbiorników. Natomiast inaczej niż do tej pory przeprowadzamy strojenie: obserwujemy mianowicie maksymalne odchylenie wskazówki, a nie maksymalne natężenie dźwięku. Przy całkowicie wsuniętych płytkach rotora nastawiamy za pomocą rdzenia cewki 980 kHz, przy całkowicie wysuniętych za pomocą trymera – na 2090 kHz. Powtarzamy kilkakrotnie na zmianę to nastawienie i kończymy strojenie na trymerze.

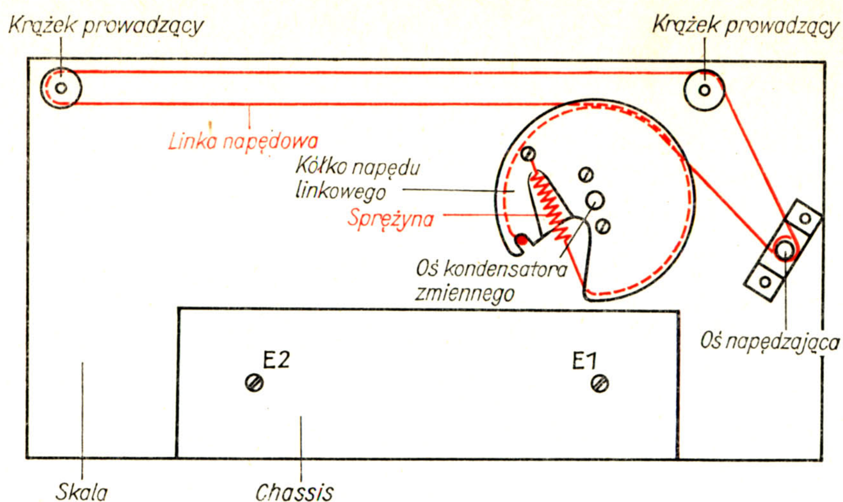
Z obwodem wejściowym postępujemy zupełnie tak samo, jak to robiliśmy w radioodbiorniku jedno- i dwuobwodowym. Jako punkty strojenia wybieramy 600 kHz i 300 kHz.

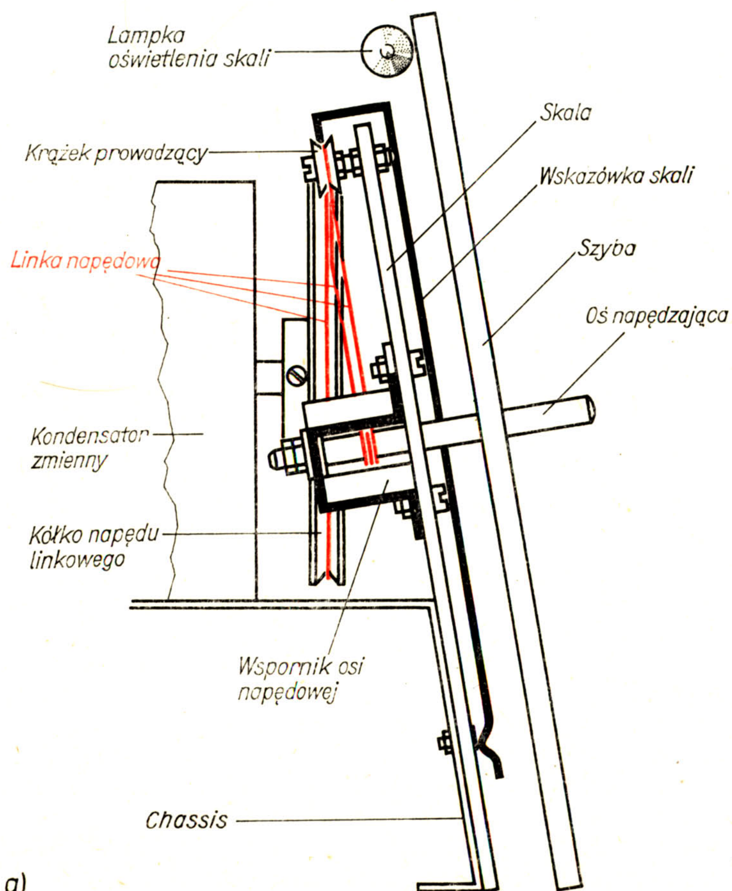
A oto tok postępowania:

1. Nastawić generator kondensatorem zmiennym na 1070 kHz za pomocą miernika częstotliwości (położenie *A*)
2. Nastawić obwód wejściowy za pomocą cewki na maksimum natężenia dźwięku przy 600 kHz (położenie *S*)
3. Nastawić generator na 1770 kHz w taki sam sposób jak w p. 1
4. Nastawić obwód wejściowy za pomocą trymera przy 1300 kHz na maksimum natężenia dźwięku w taki sam sposób jak w p. 2
5. Powtórzyć poszczególne czynności kończąc na trymerze.

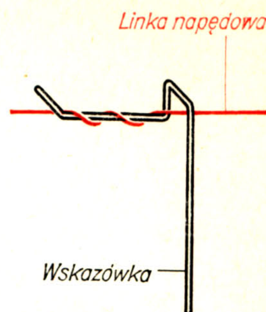
Na zakończenie stroimy eliminator szeregowy. Rotor kondensatora zmiennego wysuwamy mniej więcej do połowy i zbliżamy miernik rezonansowy,

Rys. 226
Napęd skali widziany z przodu (u góry) i z boku (u dołu)





działający jako modulowany nadajnik pomiarowy w pobliżu cewki eliminatora szeregowego. Znów próbujemy znaleźć miejsce, na które został nastrojony wzmacniacz pośredniej częstotliwości (największe natężenie dźwięku). Następnie wkręcamy lub wykręcamy rdzeń i stroimy na *najmniejsze* natężenie dźwięku.



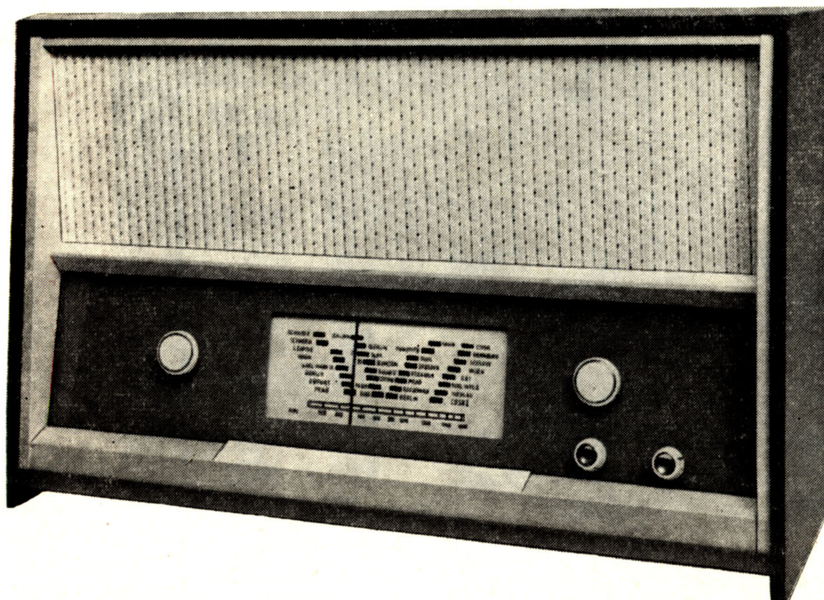
Rys. 227
W ten sposób należy wygiąć i zamocować wskazówkę skali

Nasz odbiornik będzie miał skalę liniową

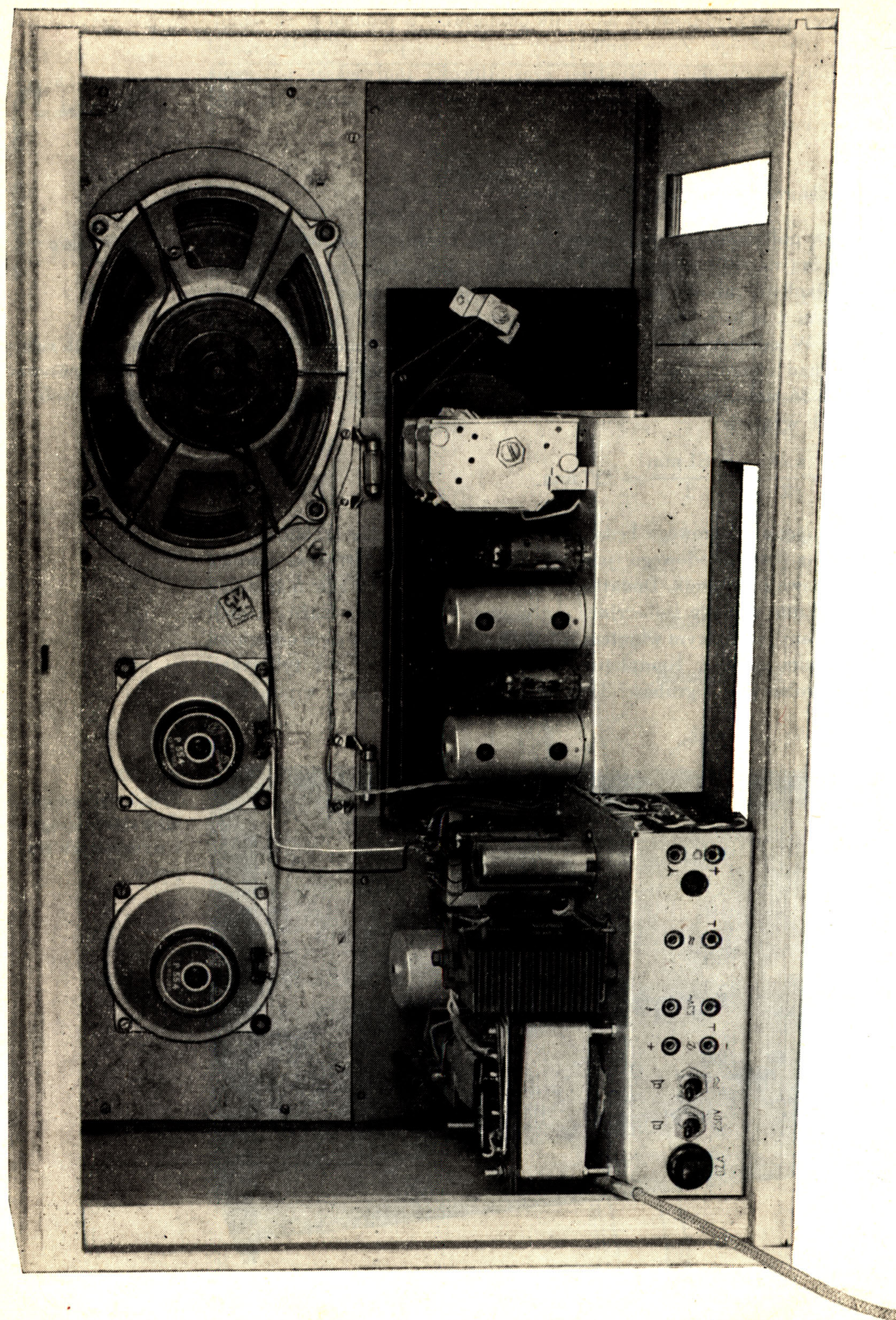
A zatem najtrudniejsze już mamy za sobą. Zajmijmy się teraz stroną zewnętrzną naszego odbiornika. Powinien on mieć *skalę liniową* zamiast skali półkolistej jak oba poprzednie. Długość jej zależy od wielkości kółka napędowego, a to z kolei od położenia osi kondensatora zmiennego nad chassis. W odbiorniku wzorcowym oś kondensatora zmiennego leży o 43 mm nad chassis, tak że można było zastosować kółko napędowe o średnicy 84 mm. Przy średnicy wewnętrznej wyżłobienia $d = 81$ mm długość skali wyniesie

$$l = \frac{P}{2} = \frac{\pi \cdot d}{2} = \frac{\pi \cdot 81 \text{ mm}}{2} = 127 \text{ mm}$$

Kółko napędu sznurowego będzie podobne do tego, które zrobiliśmy dla odbiornika dwuobwodowego (por. rys. 208). Potrzebna jest nam również oś napędowa i wspornik. Dodatkowo zrobimy dwa małe krążki o średnicy 12 do 15 mm z płyty izolacyjnej o grubości 3 lub 4 mm. Każdy z nich zamocowany jest jednym wkrętem M3, którego gwint kończy się w odległości około 4 mm od łba. Kompletny napęd skali montujemy z tyłu skali z płyty izolacyjnej o grubości 3 mm, przykręconej do chassis w punktach E1 i E2.



Rys. 228
Trzeci wariant odbiornika składającego się z wymiennych zespołów



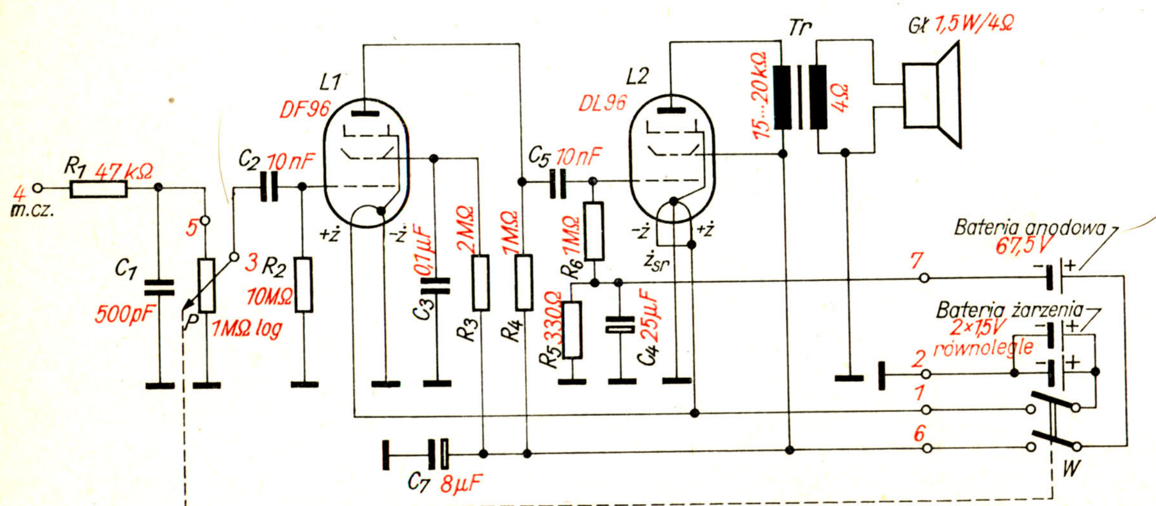
Rys. 226 daje wystarczające wskazówki co do szczegółów budowy napędu skali. Wykonanie zależy od ilości miejsca wewnątrz obudowy. Wskazówkę skali wyginamy wedlug rys. 227 z drutu aluminiowego o grubości 1 mm. Malujemy ją nitro na czerwono i po wyschnięciu montujemy między dwoma krążkami. Samą skalę rysujemy tuszem na brystolu i naklejamy z przodu. Do wnętrza obudowy wkładamy szybę przednią z pleksiglasu, uprzednio pomalowaną z tyłu z wyjątkiem okienka. W odbiorniku wzorcowym wykonanym przez autora wymiary okienka wynosiły 80 mm × 200 mm. Trzeba malować dwu- lub nawet trzykrotnie, aby warstwa farby nie przepuszczała światła.

Dwie żarówki 6,3 V/0,3 A między szybą przednią a skalą służą do oświetlania skali. Włączamy je do obwodu żarzenia wzmacniacza m. cz. Przewody skręcamy. Na rys. 228 i 229 można zobaczyć nasz gotowy radioodbiornik.

Rys. 229
Ostatnie wykonanie odbiornika składającego się z wymienionych zespołów

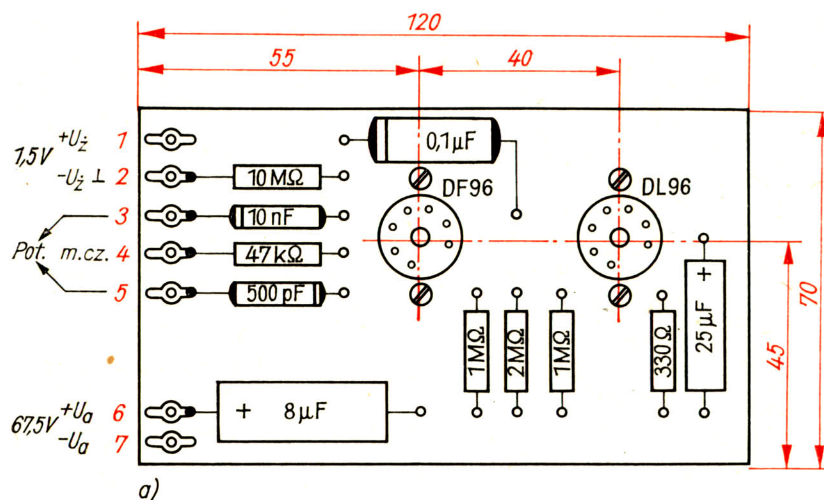
13. Odbiornik bateryjny uniezależni nas od sieci

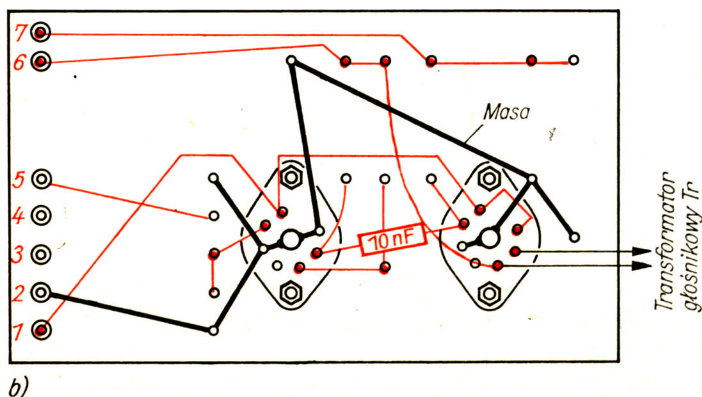
Poznaliśmy najistotniejsze podstawy radiotechniki już w postaci zasady przemiany częstotliwości. Teraz zbudujemy taki odbiornik, który można używać wszędzie. W tym celu aparat musi być zaopatrzony we własne źródło napięcia, a poza tym powinien być lekki i wygodny do noszenia.
Dla przenośnych odbiorników lampowych przemysł produkuje lampy bateryjne z żarzeniem bezpośrednim. Ich napięcie żarzenia wynosi 1,4 V, a napięcia anodowe mieszczą się w granicach 60—80 V. Napięcia te można pobierać z oddzielnych baterii: dwu równoległych ogniw 1,5 (ogniwa żarzenia) i z jednej baterii anodowej 67,5 V. Przy zakupie baterii zwróćmy uwagę na to, czy nie leżały w sklepie za długo; okres ich składowania jest ograniczony. Producent podaje, że wynosi on sześć miesięcy.
Podobnie jak odbiornik sieciowy i ten zbudujemy z członami wymiennymi. Zaczynamy ponownie od wzmacniacza m. cz., którego układ połączeń podano na rys. 230. Ponieważ poznaliśmy już budowę wzmacniacza dwustopniowego m. cz., zajmiemy się tylko niektórymi szczegółami wynikającymi z właściwości lamp. Ciekawe jest zastosowanie rezystora upływowego R_2 = 10 MΩ siatki lampy stopnia wstępnego DF 96 (1T4T) oraz układu



Rys. 230
Układ połączeń wzmacniacza małej częstotliwości do odbiornika bateryjnego

kondensator – rezystor C_4R_5 między masą i rezystorem siatki lampy stopnia końcowego DL 96 (3S4T). I rezystor R_2, i układ C_4R_5 mają na celu wytwarzanie odpowiedniego wstępnego napięcia siatkowego. W lampach bateryjnych katoda połączona jest bezpośrednio z grzejnikiem, zatem nie można, jak poprzednio, włączać układu RC w obwód katodowy. Prąd żarzenia płynąłby również przez rezystancję katody powodując spadek napięcia. W wyniku tego trzeba by podnieść napięcie żarzenia. W układzie na rys. 230 elektrony płyną od bieguna (—) baterii anodowej przez rezystor R_5 do masy i wywołują na rezystorze R_5 spadek napięcia o dodatniej biegunowości. Rezystor siatkowy R_6 jest przyłączony zatem do potencjału ujemnego w stosunku do połączonej z masą katody lampy końcowej. Wartość spadku napięcia, a zatem i wartość ujemnego wstępnego napięcia siatki zależy od wartości pobieranego prądu anodowego całego aparatu. Mówiliśmy już o tym, że wstępne napięcie siatki musi być stałe i nie może zmieniać się w takt napięcia zmiennego, które ma być wzmocnione. Dlatego





Rys. 231
Budowa wzmacniacza m. cz.:
a) rozmieszczenie podzespołów na płytce montażowej;
b) schemat montażowy

dla składowej zmiennej utworzymy znów obwód bocznikujący o niewielkiej rezystancji przez kondensator C_4 włączony równolegle do R_5.
Powstanie ujemnego napięcia wstępnego na wysokoomowym rezystorze siatkowym R_2 lampy DF 96 zależy od prądu o bardzo małej wartości, na który dotychczas nie zwracaliśmy uwagi: jest to *prąd początkowy*. Nawet jeszcze przy napięciach siatkowych – 2 V elektrony emitowane z katody częściowo przedostają się do siatki i przez R_2 spływają do masy. Prąd, płynący wskutek tego wynosi około 0,1 μA. Zgodnie z prawem Ohma $U = R \cdot I$, a zatem spadek napięcia wyniesie $U = 10\ \mathrm{M\Omega} \cdot 0{,}1\ \mu\mathrm{A} =$

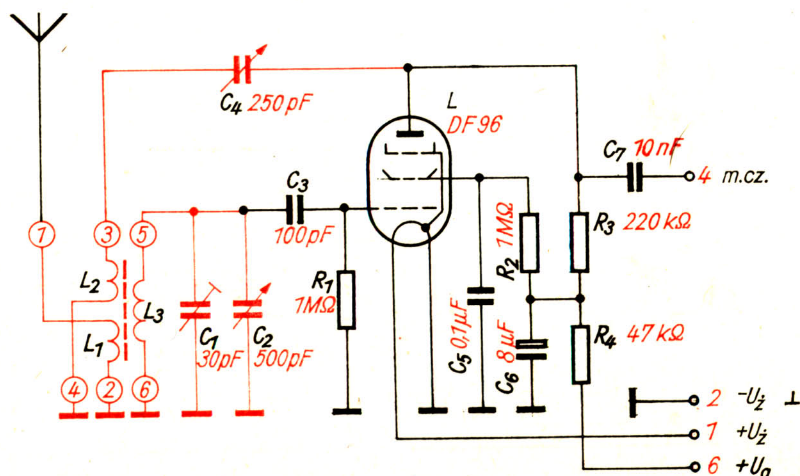
$= 10 \cdot 10^6 \frac{\mathrm{V}}{\mathrm{A}} \cdot 0{,}1 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{A} = 1\ \mathrm{V}$. O tyle siatka będzie bardziej ujemna od katody, pozostającej na potencjale masy.

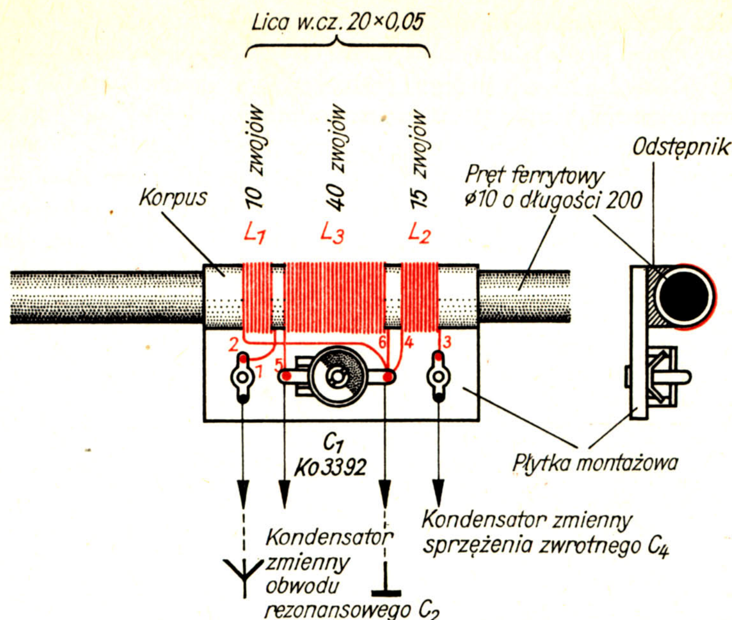
Na płytce izolacyjnej o grubości 3 mm budujemy sam wzmacniacz bez potencjometru, transformatora głośnikowego i głośnika. Poszczególne podzespoły mocujemy na wierzchu płytki. Przewody prowadzimy pod spodem. Rys. 231 stanowi propozycję wykonania wzmacniacza.

Jeszcze raz audion . . .

Na początek ponownie wykonamy audion, tym razem według rys. 232. W odbiorniku przenośnym nie mamy wysokiej anteny ani dobrego uziemienia. Dlatego nawijamy cewkę obwodu rezonansowego na pręt ferrytowy o średnicy 10 mm i o długości 200 mm. Rys. 233 podaje budowę anteny ferrytowej. Trzy cewki nawijamy w jednym kierunku na własnoręcznie wykonanym korpusie ze sklejonego i nasyconego szelakiem brystolu. Musi on umożliwiać przesuwanie się na pręcie ferrytowym, ponieważ przenikalność zmniejsza się od środka pręta na zewnątrz. W ten sposób można stroić cewkę. Nawinięty korpus przyklejamy za pośrednictwem dwu odstępników z twardego drewna do płytki izolacyjnej o wymiarach 55 mm × 30 mm. Trymer i obie końcówki lutownicze umocowaliśmy już

Rys. 232
Układ połączeń audionu bateryjnego



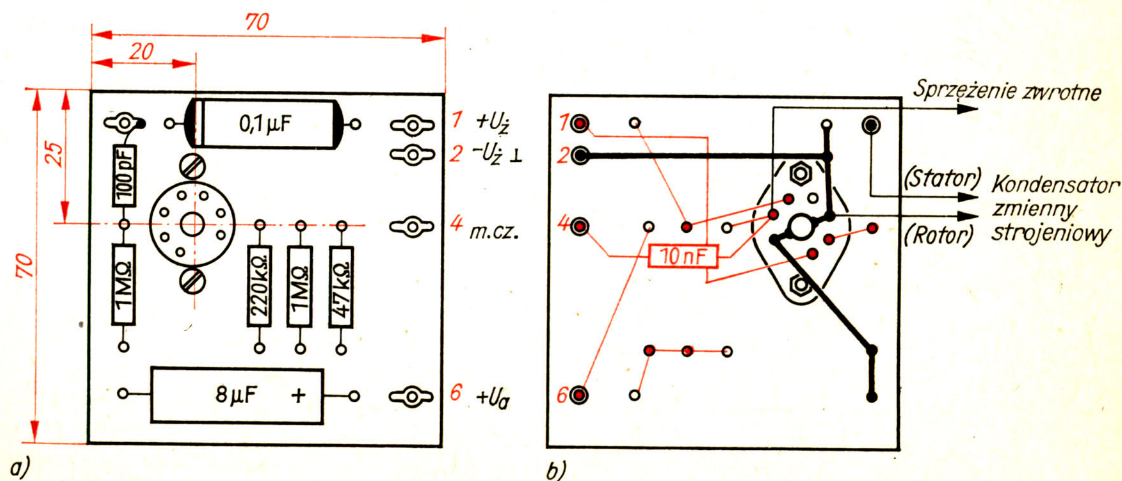


Rys. 233
Budowa anteny ferrytowej

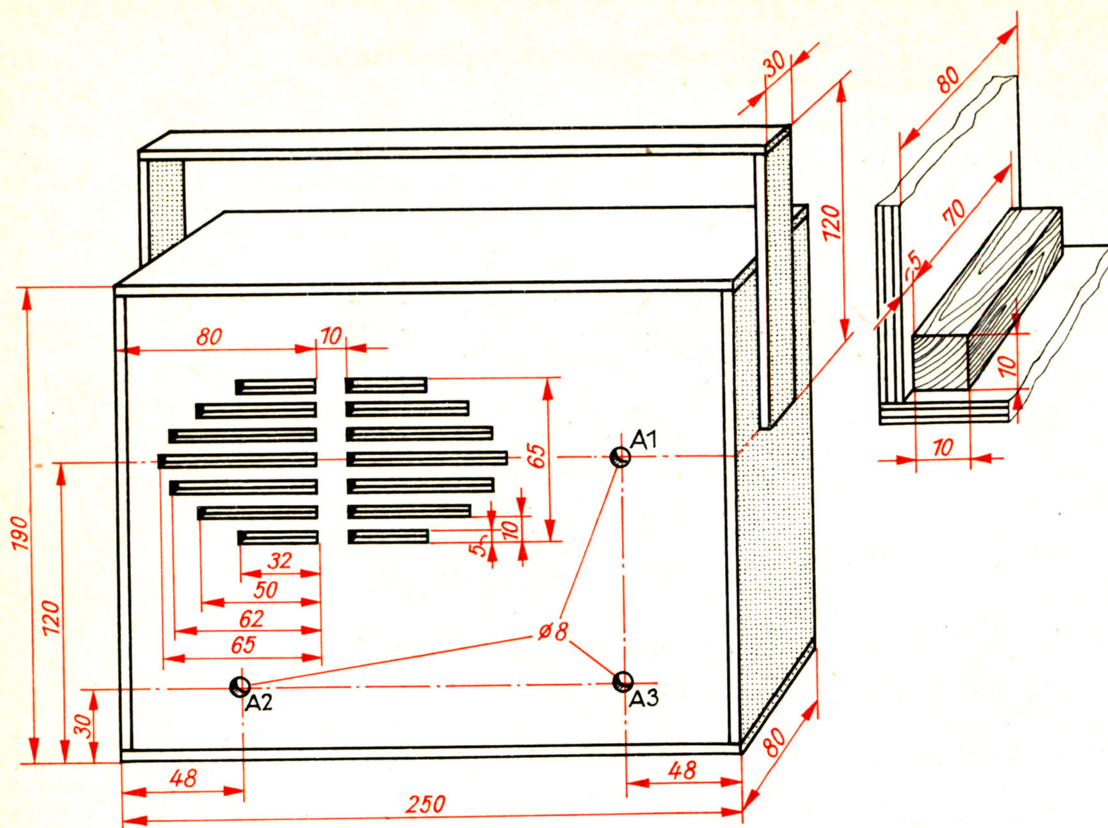
wcześniej. Przez cewkę L_1 można indukcyjnie sprząc antenę zewnętrzną z odbiornikiem.

Audion zbudujemy na płytce montażowej podobnie jak wzmacniacz, zgodnie z rys. 234. Anteny ferrytowej, kondensatora zmiennego i kondensatora sprzężenia zwrotnego nie montujemy na płytce montażowej, lecz w obudowie. Ponieważ później w miejsce audionu wbudujemy odbiornik typu super, od razu zastosujemy mały podwójny kondensator zmienny. Stosując go do audionu jeden stator pozostawimy wolny.

Obudowę wykonujemy ze sklejki o grubości 5 mm. Główne wymiary podano na rys. 235. Najpierw wycinamy i sklejamy cztery listwy stanowiące ramę



Rys. 234
Schemat montażowy audionu bateryjnego



Rys. 235
Obudowa naszego odbiornika bateryjnego. Z prawej sposób łączenia listew ramy

aparatu, a w każdy narożnik wklejamy podłużny kawałek drewna, aby wzmocnić ramę obudowy. Piłką wyrzynarką (laubzegą) wycinamy podłużne otwory w płycie czołowej dla rozprzestrzenienia dźwięku. Wiercimy również otwory dla kondensatora zmiennego (A1), potencjometru (A2) i kondensatora sprzężenia zwrotnego (A3). Następnie wklejamy płytę czołową w ramę. Po wyschnięciu należy wystające krawędzie spiłować najpierw pilnikiem, a potem papierem ściernym. Z rys. 236 widać rozmieszczenie części składowych wewnątrz obudowy. Mocujemy je za pomocą wkrętów stożkowych płaskich M3, przykręconych najpierw mocno do obudowy. Następnie mocujemy części drugą nakrętką M3. Niezbędne wsporniki skonstruujemy samodzielnie.

Do przyłączenia baterii anodowej wykorzystamy dwa styki. Nadają się do tego bardzo dobrze zakończenia sztyftów węglowych starych bateryjek do latarek. Zakończenie bateryjki płaskiej 4,5 V zastosujemy w biegunie (—), zakończenie ogniwa 1,5 V w (+). Zakończenie ogniwa 1,5 V trzeba trochę ścisnąć. Kiedy później nasza pierwsza bateria anodowa się wyczerpie, będzie można wymontować z niej styki i zastosować do przyłączenia nowej baterii. Oba ogniwa żarzenia albo bezpośrednio wlutujemy w układ, albo wykonamy dwa zaciski. Paski mosiężne ze starych bateryjek płaskich nadają się dobrze jako sprężyny stykowe.

Audion bateryjny stroimy za pomocą naszego rezonansowego miernika

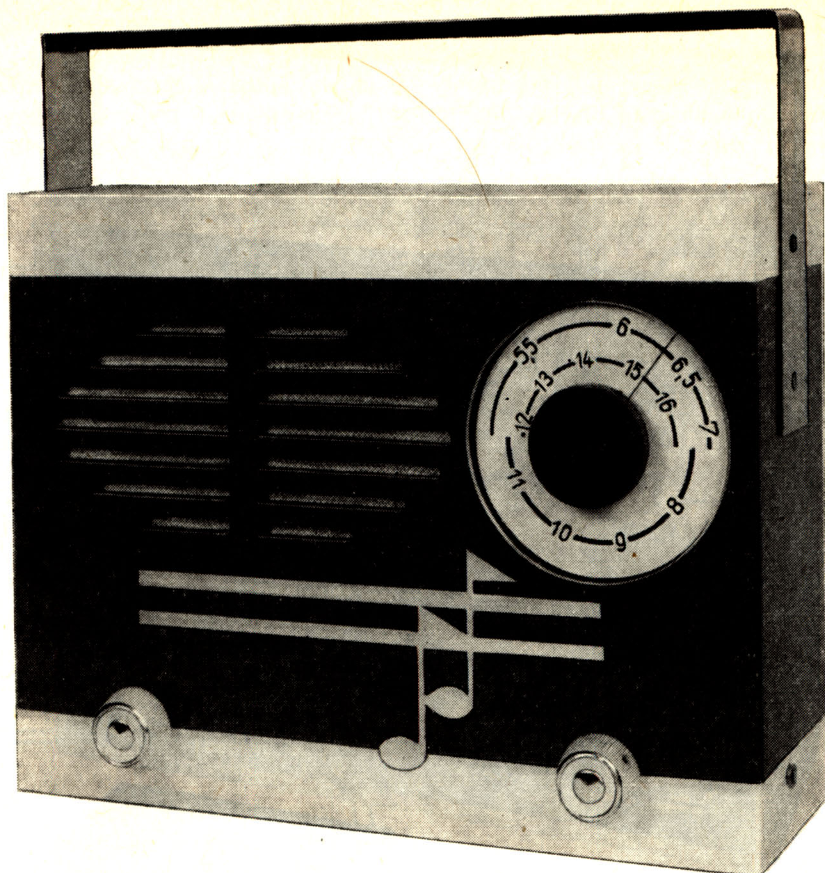


Rys. 236
Rozmieszczenie podzespołów i połączenia wewnątrz obudowy

częstotliwości, podobnie jak w audionie sieciowym: przy 510 kHz przez przesuwanie korpusu cewek na pręcie ferrytowym, przy 1620 kHz przez obracanie trymera. Po pomyślnej próbie działania wymontujemy poszczególne części, pozostawiając jednak wkręty stożkowe M3 w obudowie. Szpachlówką do drewna pokrywamy wszystkie łby wkrętów. Wypełniamy nią również wszystkie zagłębienia w obudowie. Po dwudziestoczterogodzinnym schnięciu kompletną obudowę raz jeszcze szlifujemy drobnym papierem ściernym, a następnie malujemy pędzlem lub natryskowo jedno- lub dwubarwnie, według własnego uznania.

Do napędu kondensatora zmiennego potrzebne jest nam kółko skali. Zasadę budowy podano na rys. 196. Samo kółko wycinamy z pleksiglasu o grubości 4 mm. Średnica jego wynosi 80 mm. Gałka ma średnicę 35 mm.

Rys. 237
Odbiornik bateryjny
własnej roboty



Z tyłu pleksiglasu jako wskazówkę nacinamy promień, zaczerniając nacięcie czarnym tuszem. Gałkę malujemy na drugi kolor obudowy.

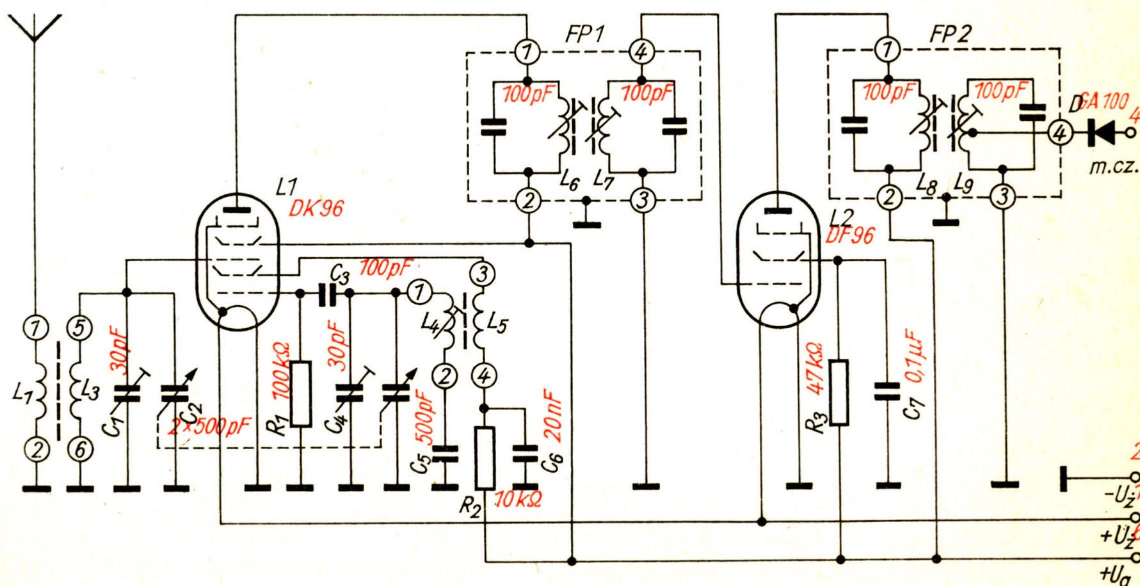
Montaż końcowy rozpoczniemy od wbudowania głośnika. Grubo tkany materiał dekoracyjny przyklejamy do kawałka tektury o grubości 3 mm, nieco większego od głośnika. W tekturze tej należy uprzednio wyciąć dwa otwory dostosowane do membrany głośnika zgodnie z rys. 88a. Tekturę pokrytą materiałem nasuwamy na cztery wkręty tkwiące w obudowie, przez co materiał przylega bezpośrednio do ścianki obudowy. Na to kładziemy głośnik mocując go za pomocą czterech grubych podkładek gumowych, podkładek zwykłych i nakrętek M3, co powoduje dociśnięcie tektury do obudowy. Podkładki gumowe zapobiegają zdarzającym się czasem i bardzo zakłócającym odbiór drganiom obudowy.

W dogodnym miejscu przykręcamy gniazdko radiowe stanowiące miejsce przyłączenia anteny. Wykonamy jeszcze uchwyt (rękojeść) ze sklejki lub płytki izolacyjnej, malujemy i przykręcamy do obudowy. Teraz można wmontować ponownie wszystkie inne zespoły. Budowę zakończy wykonanie ścianki tylnej, łatwej do wyjmowania, z szeregiem otworów, ułatwiających rozchodzenie się dźwięku. Na koniec pod kółkiem skali przyklejamy podziałkę z brystolu, wycechowaną w kilohercach.

Kto chce, może na pustej powierzchni poniżej wspomnianych otworów dla rozchodzenia się dźwięku umieścić jakąś ozdobę z gładkiej blachy aluminiowej, mosiężnej lub miedzianej. Warstwa bezbarwnej emalii nitro, którą pomalujemy blachę, zabezpieczy jej powierzchnię przed zabrudzeniem. Rys. 237 przedstawia gotowy radioodbiornik bateryjny. Pewnie wkrótce stwierdzimy, że moc naszego odbiornika pozostawia wiele do życzenia. Pomóc może antena zewnętrzna o długości 2 do 3 m, ale naprawdę zadowoli nas dopiero odbiornik typu super.

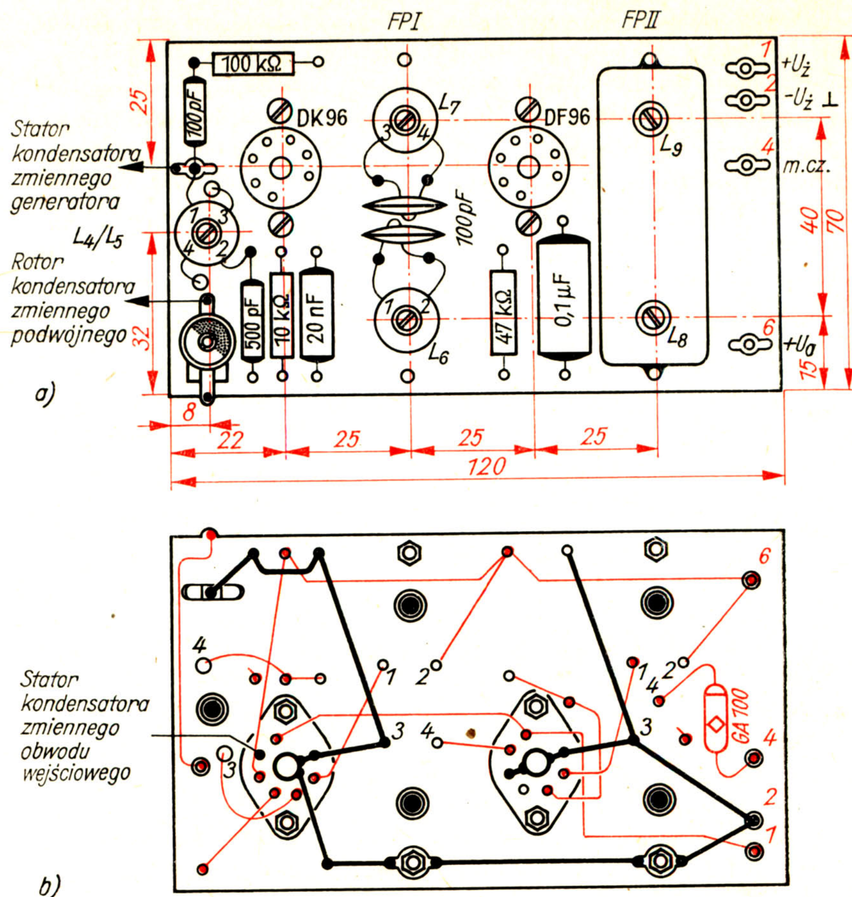
. . . a potem super

Jego układ został przedstawiony na rys. 238. Odpowiada on układowi odbiornika sieciowego. Jako mieszacz i generator służy tu heptoda DK 96 (1R5T), jako wzmacniacz pośredniej częstotliwości DF 96 (1T4T), a jako demodulator dioda germanowa w. cz. Nie ma tu automatycznej regulacji wzmocnienia, ale można ją wprowadzić zgodnie z rys. 217. Rys. 239 przedstawia płytkę izolacyjną montażową odbiornika typu super. Cewkę generatora L_4 nawijamy jak cewkę obwodu wejściowego (na pręcie ferrytowym) licą w. cz. 20 × 0,05. Cewka zawiera 85 zwojów, co całkowicie wypełnia środkową i dolną działkę naszego standardowego korpusu. Górna działka zawiera cewkę sprzężenia zwrotnego składającą się z 35 zwojów przewodu nawojowego miedzianego ∅ 0,2 mm. Cztery cewki filtrów pasmowych są zupełnie takie jak te, które sami nawinęliśmy dla pierwszego naszego odbiornika typu super. Osłony ekranujące wykonujemy z blachy aluminiowej o grubości 0,5 do 1 mm (patrz rys. 240). Po wygięciu nitujemy osłony, dwoma nitami aluminiowymi każdą. Przy dolnej krawędzi węższych boków zakładamy końcówki lutownicze i do każdej przylutowujemy

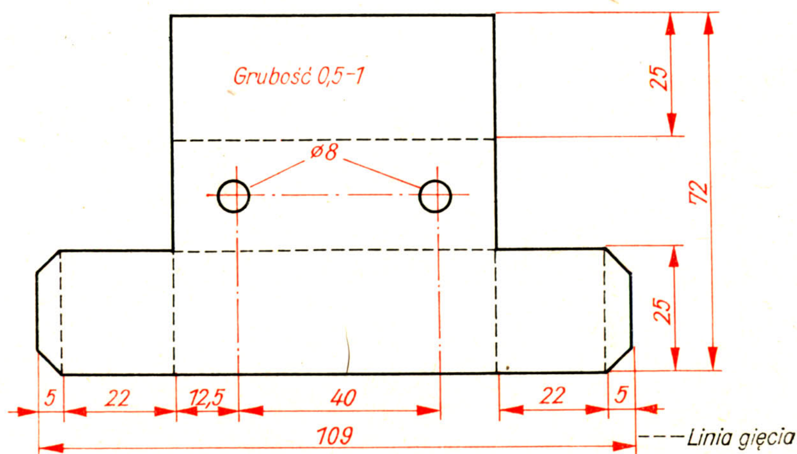


Rys. 238
Układ połączeń bateryjnego odbiornika sześcioobwodowego typu super

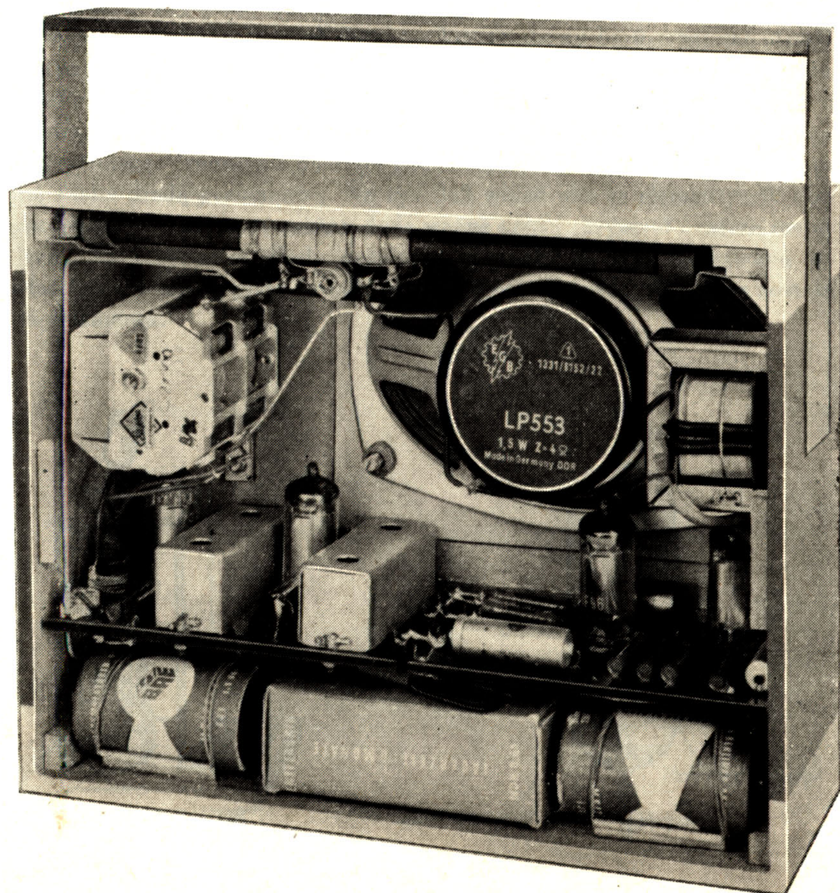
Rys. 239
Wykonanie odbiornika typu super:
a) rozmieszczenie podzespołów na płytce montażowej;
b) schemat montażowy



Rys. 240
Rozwinięcie blachy dla osłony filtru pasmowego



trzpień M3. Teraz można już przymocować osłony do płytki montażowej. Strojenie odbiornika typu super nie jest trudne. Zamontowany poprzednio audion odlutujemy przy wzmacniaczu w. cz. i kondensatorze zmiennym, a w zamian lutujemy nowy układ. Najpierw stroimy w znany sposób wzmacniacz p. cz. na 470 Hz; następnie stroimy generator. Włączamy drgania modulowane w. cz. z miernika częstotliwości do anteny ferrytowej i nastawiamy na maksymalne natężenie dźwięku przy 510 kHz za pomocą cewki generatora, a przy 1620 kHz za pomocą trymera generatora. Powtarzamy to kilka razy kończąc strojenie na trymerze. Na zakończenie stroimy obwód wejściowy. Poszukujemy maksimum natężenia dźwięku, przy 600 kHz przesuwając cewkę, przy 1300 kHz obracając trymer przy antenie ferrytowej. Większe zmiany obwodu wejściowego będą chyba zbędne, ponieważ został on już nastrojony dla audionu. Rys. 241 przedstawia gotowy odbiornik bateryjny typu super. Odpada kondensator zmienny sprzężenia zwrotnego, a zatem jeden otwór w ścianie przedniej jest wolny. Montujemy w tym otworze potencjometr 100 kΩ do regulacji barwy dźwięku. Jeden biegun łączymy z masą, środek przez kondensator 0,01 μF i ekranowany kabel z anodą lampy końcowej DL 96.



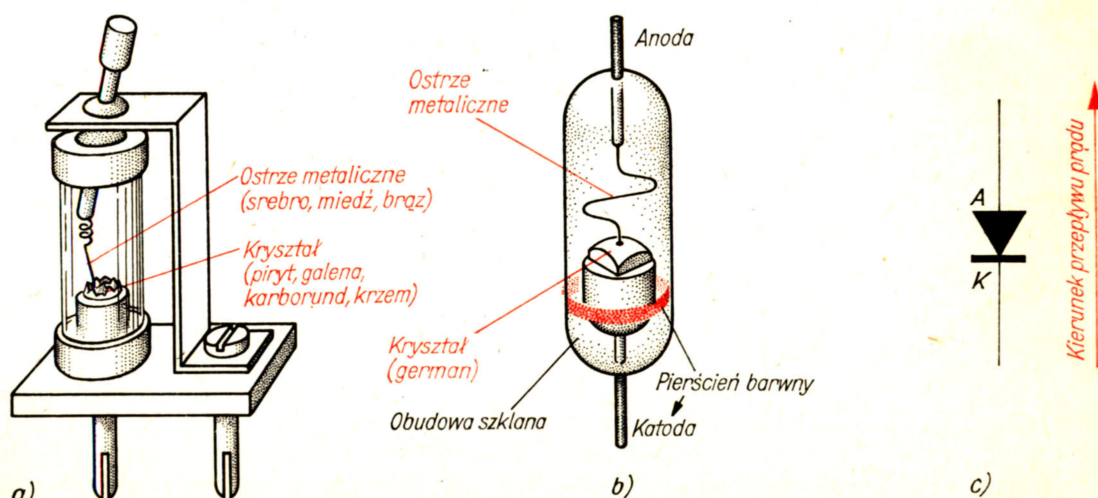
Rys. 241
Wnętrze odbiornika bateryjnego typu super

Ten mały odbiornik przenośny sprawi nam na pewno wiele radości. Jeśli idzie o selektywność, nie ustępuje on w niczym pierwszemu naszemu odbiornikowi typu super. Przeciwnie, wskutek *kierunkowego działania* anteny ferrytowej można tu nawet wyodrębnić niektóre stacje, które w naszym dużym aparacie nakładają się na siebie.

Jeszcze o bateriach żarzenia: w żadnym razie nie będziemy stosowali zwykłych ogniw, lecz tylko specjalnie oznaczone *baterie żarzenia.* Gdy tylko napięcie żarzenia spadnie poniżej 1,3 V, zarówno w sprzężeniu zwrotnym audionu, jak i drganiach generatora w superze występują pewne zaburzenia, zwłaszcza w końcu zakresu fal średnich, o malejącej częstotliwości. Dlatego też należy często mierzyć napięcie baterii.

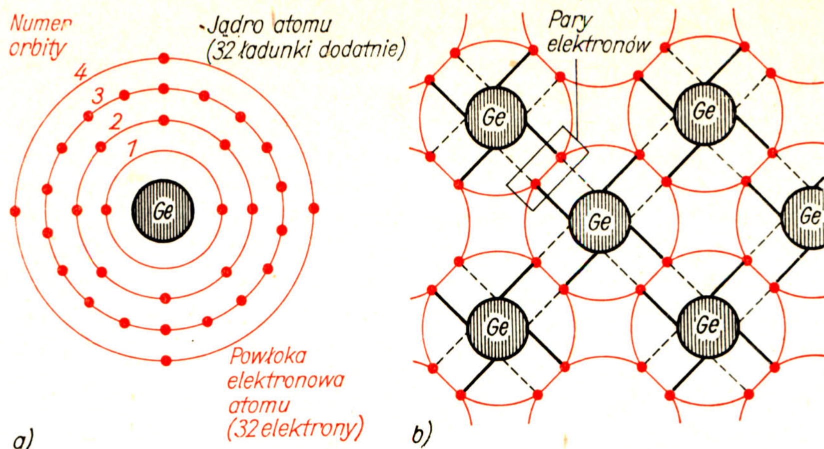
14. Półprzewodniki są podstawą współczesnej techniki radiowej

U zarania radiotechniki amatorzy ogarnięci duchem postępu technicznego całymi godzinami zmagali się z ważnym, ale trudno dostępnym elementem: *detektorem kryształkowym*. Umożliwiał on demodulację odebranej w. cz., kiedy w wyniku cierpliwego dotykania ostrzem metalowym powierzchni zewnętrznej kryształu galeny trafiło się na właściwe miejsce. W miarę rozwoju lamp elektronowych detektor kryształkowy bardzo szybko stracił na znaczeniu, ponieważ stosowano chętniej czulsze i pewniejsze w działaniu detektory anodowe i siatkowe. Na pewno nikt wtedy nie przypuszczał, że pewnego dnia detektor kryształkowy stanie się zalążkiem rewolucji w elektronice. Trudno nie dostrzec podobieństwa między nim a dobrze nam już znaną diodą germanową. Na rys. 242 widać oba te elementy. W obu przypadkach rozpoznać można dwie ważne części: kryształ i ostrze metaliczne. W przypadku diody germanowej ostrze jest już dospawane we właściwym miejscu przez producenta. Największa wada detektora została więc usunięta.



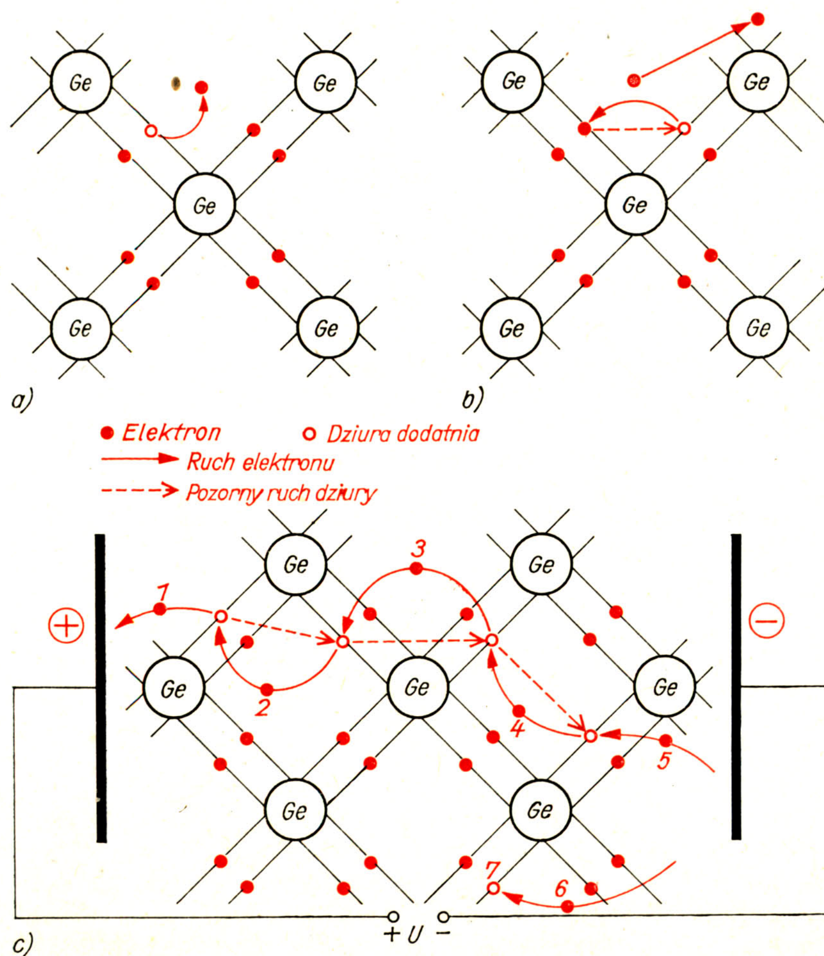
Rys. 242
Detektor i dioda germanowa:
a) detektor kryształkowy;
b) dioda ostrzowa germanowa;
c) symbol graficzny diody

Rys. 243
Budowa germanu:
a) atom germanu;
b) powiązania między atomami germanu za pomocą par elektronów



Detektory półprzewodnikowe tego rodzaju zastosowaliśmy w odbiorniku detektorowym, w obu odbiornikach typu super, a także w naszym zasilaczu warsztatowym. Wiemy również, jaką spełniają rolę. Nie wiemy natomiast, w jaki sposób działają. Dlatego zajmijmy się trochę bliżej *mechanizmem przewodzenia półprzewodników!* Z pewnością pamiętamy, jak jest zbudowany atom. Zasady budowy atomu są wspólne dla wszystkich pierwiastków chemicznych, nie wyłączając kryształu germanu w naszej diodzie. Dokoła jądra atomu krążą tu 32 elektrony. Rys. 243a przedstawia ich rozmieszczenie dokoła jądra. Pojedyncze ujemne nośniki ładunku poruszają się po niezmiennych orbitach, których nie mogą opuścić bez zewnętrznej przyczyny. Podobnie jak na ulicy może poruszać się tylko ograniczona liczba pojazdów, tak na orbicie może pomieścić się tylko ograniczona liczba elektronów. Między numerem toru n (licząc od jądra na zewnątrz) i liczbą elektronów a istnieje zależność $a = 2 \cdot n^2$. Zgodnie z tym na pierwszej orbicie mogą występować $a_1 = 2 \cdot 1^2 = 2$ elektrony, na drugiej $a_2 = 2 \cdot 2^2 = 2 \cdot 4 = 8$, na trzeciej $a_3 = 2 \cdot 3^2 = 18$, a na czwartej $a_4 = 2 \cdot 4^2 = 32$ elektrony. Pierwsze trzy orbity atomu germanu są całkowicie wypełnione, ale na czwartej jest 28 wolnych miejsc.
Mały kryształek germanu w naszej diodzie składa się z niewyobrażalnej liczby takich atomów, związanych ze sobą. Każdy z nich dąży do tego, aby na orbicie zewnętrznej posiadać osiem elektronów. Ten stan szczególnie trwały, określany jest jako stan gazu obojętnego. Oznacza to, że elektrony zewnętrzne rozmieszczone są jak w gazie obojętnym. German osiąga postać gazu obojętnego w ten sposób, że cztery atomy ustawiają się dokoła piątego, tworząc wspólne pary elektronów. Atom środkowy na orbicie zewnętrznej ma wówczas osiem elektronów. Ponieważ jednak każdy atom jest atomem środkowym dla sąsiednich, zatem orbity zewnętrzne wszystkich atomów są obsadzone przez cztery elektrony własne i cztery „pożyczone" (rys. 243b). Poszczególne atomy rozmieszczone są nie tylko na płaszczyźnie, ale równomiernie w całej przestrzeni.
W stanie niezakłóconym wszystkie elektrony zewnętrzne są związane. Materiał tak zbudowany działa jak izolator, ponieważ nie zawiera żadnych

wolnych, poruszających się nośników ładunku. Ale doprowadzenie nawet bardzo małej ilości energii, na przykład ciepła, powoduje zakłócenie struktury. Już w temperaturze pokojowej niektóre pary elektronów rozpadają się, wskutek czego występują wolne elektrony, co pociąga za sobą przewodnictwo elektryczne. Na rys. 244a jeden elektron opuścił swoje pierwotne miejsce. Oznaczymy to miejsce jako *„dziurę“*, ponieważ brak tu jednego elektronu. Rys. 244b przedstawia siatkę budowy w chwilę później. Na miejsce „dziury“ przywędrował inny elektron, przy czym sam pozostawił za sobą nową „dziurę“. Gdy elektron wędruje z prawa na lewo, ma się wrażenie, jakby „dziura“ wędrowała w odwrotnym kierunku, to znaczy z lewej strony na prawą. Ma to wielkie znaczenie dla dalszego zrozumienia procesów przewodzenia w półprzewodniku. Trzeba traktować dziurę jako nowy nośnik ładunku. Atom jest na zewnątrz elektrycznie obojętny, to znaczy, że liczba cząstek ujemnych, elektronów, odpowiada liczbie dodatnich ładunków jądra. Jeśli teraz przesunie się jeden tylko elektron, to do równowagi elektrycznej brak będzie jednego ładunku ujemnego. Atom



Rys. 244
Przewodnictwo samoistne w siatce germanu:
a) dziura w strukturze budowy jako przyczyna niewielkiego dopływu energii;
b) elektron porusza się rzeczywiście, natomiast „dziura“ porusza się pozornie;
c) zasada przewodnictwa samoistnego

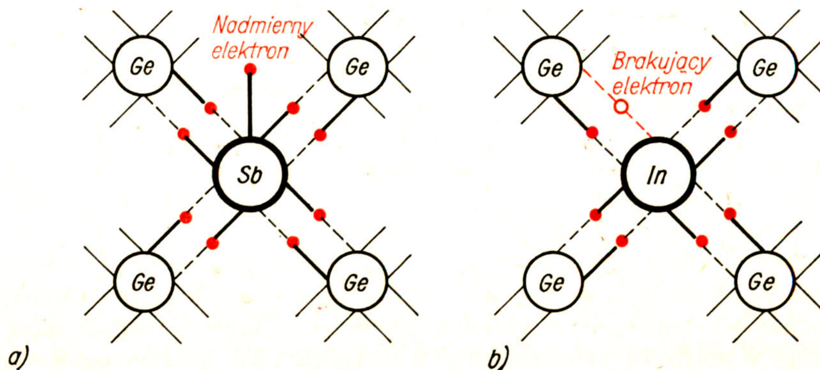
germanu zawiera jeszcze w jądrze 32 ładunki dodatnie, ale tylko 31 elektronów. W tej postaci jest w stosunku do otoczenia naładowany dodatnio. Możemy sobie wyobrażać, że w „dziurze“ znajduje się ładunek dodatni; będziemy zatem mówić o *dziurze dodatniej*.

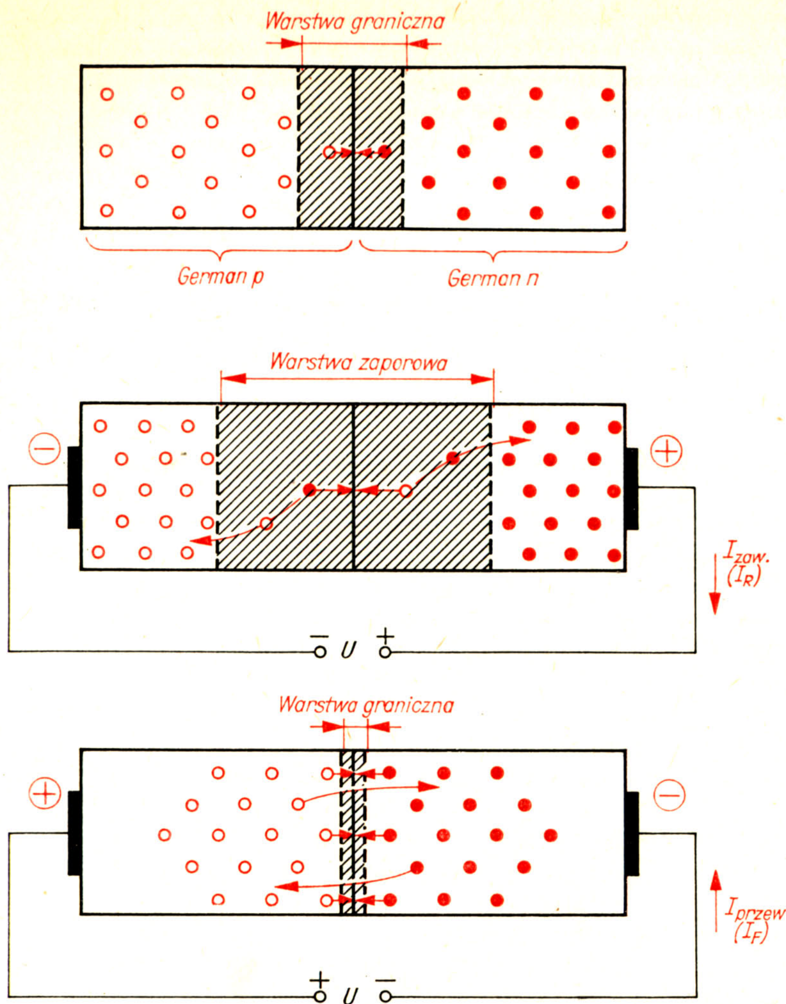
Przewodnictwo w półprzewodnikach

W półprzewodniku występują dwa rodzaje przewodzenia: *prąd elektronowy* i *prąd dziurowy*. W prądzie elektronowym przesuwają się ujemne nośniki ładunku, w prądzie dziurowym dodatnie. Jeśli do kryształu germanu zostanie przyłożone napięcie stałe, elektrony dążą do bieguna dodatniego, a dziury do ujemnego. Zasadę tego *przewodnictwa samoistnego* przedstawia rys. 244c. Wskutek doprowadzenia energii w postaci ciepła elektron opuścił swe miejsce i pod wpływem pola elektrycznego porusza się w kierunku elektrody dodatniej (1). Do powstałej dziury dodatniej dostaje się nowy elektron (2); pierwsza dziura pozornie przesunęła się w kierunku elektrody ujemnej. Jeśli temperatura półprzewodnika wzrośnie, to zostanie zniesione więcej powiązań strukturalnych i przewodnictwo samoistne będzie wyraźniejsze. Gdy elektron swobodny (6) natrafia na dziurę (7), zanika dalszy ruch ładunków, a więc i przepływ prądu. Proces ten nazywamy *rekombinacją*.

Jeśli chcemy podwyższyć przewodność półprzewodnika bez podniesienia temperatury, to musimy mieć do dyspozycji więcej swobodnych nośników ładunku. Osiąga się to włączając w siatkę krystaliczną germanu atomy obce o trzech lub pięciu elektronach zewnętrznych. Na rys. 245a przedstawiono siatkę krystaliczną z antymonem (*Sb*) jako atomem obcym. Na orbicie zewnętrznej ma on pięć elektronów, z których tylko cztery wykorzystane są do tworzenia par. Piąty jest dodatkowy i występuje jako elektron przewodzący. Na jeden atom obcy przypada 10^3 do 10^7 atomów germanu. Ponieważ przewodzenie elektryczności polega na ruchu elektronów, nośników ładunków ujemnych, zatem półprzewodnik ten nazywamy półprzewodnikiem typu *n* (*n* – *negativ*, ujemny). Poza przewodnikiem samoistnym elektrony nadmiarowe określają również mechanizm przewodzenia (przewodnictwo *n*).

Rys. 245
Zakłócenia w siatce germanu:
a) antymon w siatce germanu (german *n*);
b) ind w siatce germanu (german *p*)





Rys. 246
Działanie zaworowe złącza $p-n$:
a) uboga w nośniki ładunku warstwa graniczna w złączu $p-n$;
b) działanie zaworowe złącza $p-n$;
c) złącze $p-n$ przewodzi

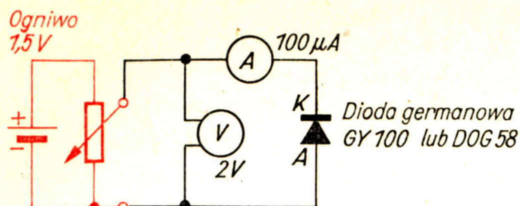
Podobnie atomy obce o trzech elektronach zewnętrznych mogą zostać użyte do budowy siatki. Na rys. 245b zamiast atomu germanu występuje atom indu (*In*). Brak tu jednego elektronu. Przewodnictwo oparte jest na pozornym ruchu dziur dodatnich (przewodnictwo *p*). O takim półprzewodniku mówimy, że jest on typu *p* (*p* – *positiv*, dodatni). Jeśli połączymy z sobą oba rodzaje, to na powierzchni styku tworzy się *warstwa graniczna*, charakteryzująca się niedomiarem nośników ładunku. W kierunku powierzchni styku przesuwają się z obszaru *p* dziury, a z obszaru *n* elektrony. W warstwie granicznej te nośniki różnoimiennych ładunków łączą się z sobą; wobec czego swobodne nośniki ładunku już nie występują. Stan ten przedstawie rys. 246a.

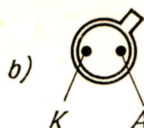
Przyłóżmy obecnie do obszaru *p* biegun ujemny, a do obszaru *n* biegun dodatni źródła napięcia. Wówczas dziury przesuną się w kierunku bieguna ujemnego, a elektrony w kierunku bieguna dodatniego. W wyniku tego warstwa graniczna poszerza się i działa obecnie jako *warstwa zaporowa*

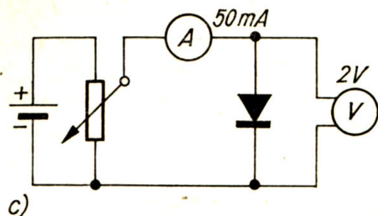
(patrz rys. 246b). Prąd płynący w obwodzie zewnętrznym – *prąd wsteczny* – jest bardzo mały. Wywoływany on jest przez stałe przewodnictwo samoistne i dlatego jest prawie niezależny od przyłożonego napięcia.
W drugim przypadku biegun dodatni przyłożony jest do obszaru *p*, a biegun ujemny do obszaru *n*. Nośniki ładunku obu rodzajów przesuwają się pod wpływem pola elektrycznego w kierunku powierzchni styku i zobojętniają wzajemnie. Warstwa graniczna jest bardzo cienka i traci swe własności zaworowe. Bardzo wiele elektronów przedostaje się przez warstwę graniczną do obszaru *p*, nie natrafiając na dziury dodatnie; podobnie przedostają się dodatnie dziury do obszaru *n* (rys. 246c). W obwodzie zewnętrznym płynie duży prąd, zależny od wartości przyłożonego napięcia. Jest to *prąd przewodzenia*.

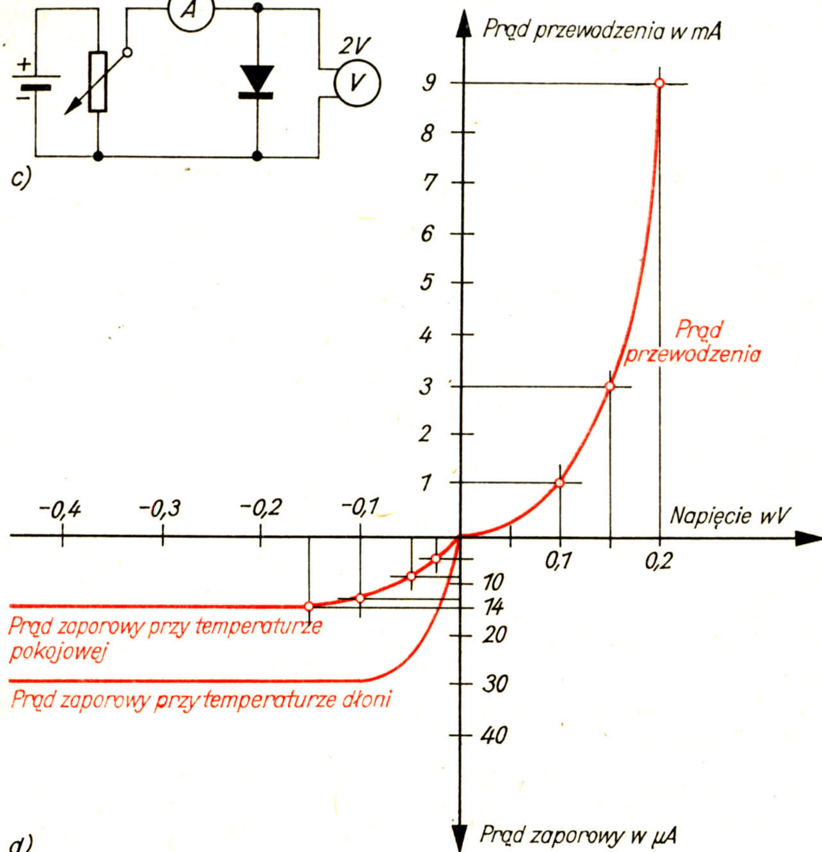
Zdejmujemy charakterystyki detektora germanowego

Działanie zaworowe uzyskuje się dzięki połączeniu germanu *p* i germanu *n*. Zgodnie z rys. 247 przeprowadzimy doświadczenie, w którym będziemy mierzyć prąd wsteczny w zależności od przyłożonego napięcia. Źródło napięcia stanowi ogniwo 1,5 V. Aby móc w sposób ciągły regulować napięcie od 0 V do 1,5 V, zastosujemy jako dzielnik napięcia rezystor drutowy zmienny 100 Ω o obciążalności 3 do 5 W. Typ diody nie ma znaczenia; zwróćmy jednak uwagę na to, aby nie przekroczyć w czasie doświadczenia maksymalnego prądu przewodzenia ani napięcia wstecznego. W żadnym razie nie dotykamy palcami obudowy diody. Chwytamy tylko za doprowadzenia. Przy napięciu wstecznym 0 V prąd nie płynie. Przy 0,025 V amperomierz wskazuje prąd wsteczny, np. 5 μA, przy 0,05 V 9 μA, przy 0,1 V 13 μA, a od 0,15 do 1,5 V 14 μA. A więc prąd ten w bardzo szerokim zakresie nie zależy od przyłożonego napięcia.
Podane tu wartości autor zmierzył na swoim egzemplarzu podczas prób. Jednak wyniki pomiarów półprzewodników są czymś jeszcze bardziej przypadkowym niż np. parametry elektryczne neonówki (patrz str. 98). Dlatego nie trzeba się dziwić, jeśli ktoś uzyska wyniki pomiaru różniące się dziesięciokrotnie od wartości podanych przez autora. Decydujące są nie wartości zmierzone, lecz ich wzajemny stosunek; nie szukamy tu określonych liczb, lecz badamy prawidłowości. Trzeba to mieć na uwadze przy wszystkich kolejnych eksperymentach z diodami i tranzystorami. Wartości podane w tej książce stanowią tylko przykład, który może nie odpowiadać warunkom przeciętnym.
Z kolei ustalimy, w jaki sposób daje się odczuć niewielkie nagrzanie elementu półprzewodnikowego. Nastawione napięcie wsteczne wynosi nadal 1,5 V. Dotykamy obudowy diody kciukiem i palcem wskazującym. W ciągu jednej minuty prąd wsteczny rośnie np. z 14 μA do 30 μA! W wyniku wzrostu temperatury półprzewodnika rozerwane zostają dalsze powiązania par elektronów, wskutek czego przez ruch nowych nośników ładunku wzrasta przewodnictwo samoistne. Do tej bardzo wyraźnej w złączu *p-n* zależności między prądem a temperaturą wrócimy jeszcze raz. Gdy tylko ponownie ustabilizuje się prąd o wartości 14 μA, zdejmujemy pary wartości









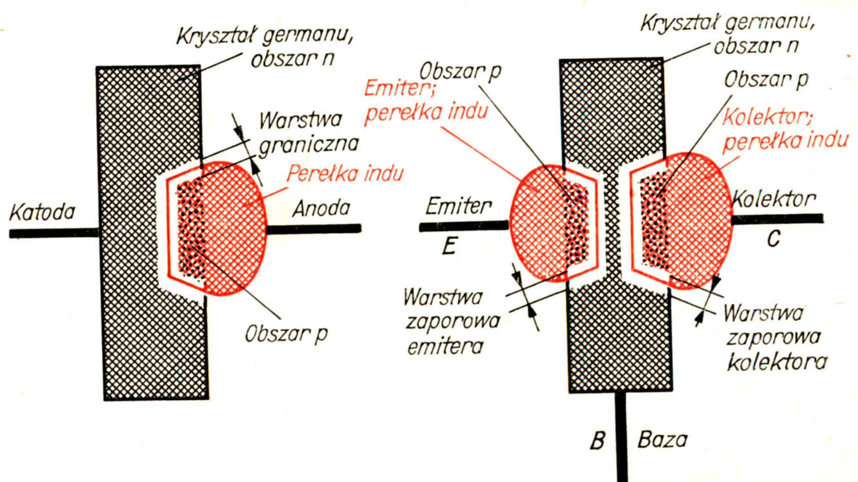
Rys. 247
Zdejmujemy charakterystykę diody germanowej:
a) układ do zdejmowania charakterystyki;
b) wyprowadzenie końcówek diod GY 100 i DOG 58;
c) układ do zdejmowania charakterystyki przewodzenia;
d) charakterystyka diody germanowej

celem narysowania charakterystyki przewodzenia. Rys. 247c podaje układ połączeń, w którym przeprowadzimy doświadczenie. Przy 0,1 V zmierzymy teraz 1 mA, przy 0,15 V 3 mA, a przy 0,2 V 9 mA. Charakterystykę diody germanowej otrzymamy przenosząc poszczególne pary wartości na wykres prądu w funkcji napięcia według rys. 247d. I_F i I_R podano w różnych skalach, ponieważ inaczej krzywa prądu wstecznego prawie by się zlała z osią napięcia. Widzimy, że dioda półprzewodnikowa nigdy nie jest w stanie całkowicie przerwać przepływu prądu tak jak dioda próżniowa (EZ 80 na rys. 62) oraz, że prąd przewodzenia nie pozostaje w stałym stosunku do przyłożonego napięcia.

Przedstawiona na rys. 242b *dioda ostrzowa* z powodu małej powierzchni styku kryształu i ostrza nadaje się do przewodzenia tylko bardzo małych prądów. Wynoszą one około 10 lub 20 mA. Takie diody ostrzowe pomyślane są przede wszystkim jako detektory w. cz. Przy większych mocach płaszczyzna złącza *p-n* musi być większa. Zasadę budowy takich właśnie *diod warstwowych* przedstawia rys. 248. Zamiast samego drutu w kryształ germanu wtopiona jest perełka indu. Wskutek nadmiaru atomów indu o trzech elektronach zewnętrznych kryształ germanu, poprzednio o przewodnictwie typu *n*, nabiera teraz cech przewodnictwa typu *p*. Między obszarem *p* i kryształem tworzy się niezbędna dla wywołania zjawiska detekcji warstwa graniczna. Ma ona teraz wyraźnie większą płaszczyznę styku niż np. dioda ostrzowa. Nasza GY 100 jest właśnie małą diodą warstwową, o prądzie przewodzenia 0,1 A. W kolejnej, większej diodzie prąd przewodzenia wynosi 1 A. Do odprowadzania ciepła służą tu radiatory. Używaliśmy już takich właśnie diod warstwowych. 4 sztuki GY 112 (DMG 4) stanowią prostownik w układzie Graetza w części niskonapięciowej naszego zasilacza warsztatowego. Tablica 14 na stronie 357 podaje przegląd oznaczeń i parametrów ważniejszych diod półprzewodnikowych.

Jako materiał do wyrobu półprzewodników w coraz szerszym zakresie stosowany jest również krzem. Zastosowanie krzemu ma szereg zalet, przede wszystkim jeśli idzie o napięcie wsteczne i odporność na temperaturę. Ponieważ materiały półprzewodnikowe są bardzo wrażliwe na wilgoć, części konstrukcyjne diody są szczelnie zatapiane w osłonie szklanej lub metalicznej.

Analogicznie do diody warstwowej zbudowany jest *tranzystor warstwowy*. Zasadę jego budowy podano na rys. 248. W krysztale germanu *n*—przewodzącego z obu stron umieszczona jest perełka indu, przez co tworzą się dwie warstwy graniczne. Wzajemny ich odstęp jest rzędu dziesiętnych i setnych części milimetra. Przyjrzyjmy się teraz przewodnictwu w tranzystorze *pnp*. Między elektrodą *p*—przewodzącą zwaną emiterem i *p*—przewodzącą strefę *kolektora* należy włączyć źródło napięcia U_{CE}. Jeśli kolektor

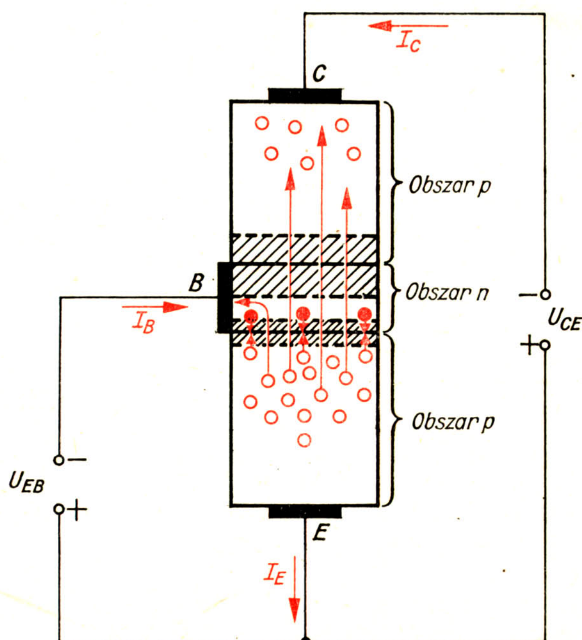


Rys. 248
Zasada budowy diody warstwowej (z lewej) i tranzystora warstwowego (z prawej)

jest dodatni, to dziury dodatnie z obszaru p kolektora przedostają się do warstwy granicznej między kolektorem a bazą. Jednocześnie dziury w emiterze oddalają się od warstwy granicznej. Teoretycznie nie powinien płynąć żaden prąd. Można traktować złącze kolektor – baza oraz złącze baza – emiter jako dwie diody zwrócone do siebie katodami. Wskutek tego prąd stały nie może płynąć również i wtedy, gdy napięcie $+ U_{CE}$ wypadnie na emiterze. Wiadomo jednak, że dioda półprzewodnikowa przepuszcza niewielki prąd wsteczny w kierunku zaworowym na zasadzie przewodnictwa samoistnego. To samo dotyczy naturalnie i tranzystora. Prąd wsteczny między emiterem i kolektorem nazywany jest tu prądem zerowym kolektora I_{CEO} (czytaj: I – C – E – zero) i stanowi ważny parametr tranzystora. W naszych dalszych rozważaniach na razie prąd ten pominiemy.

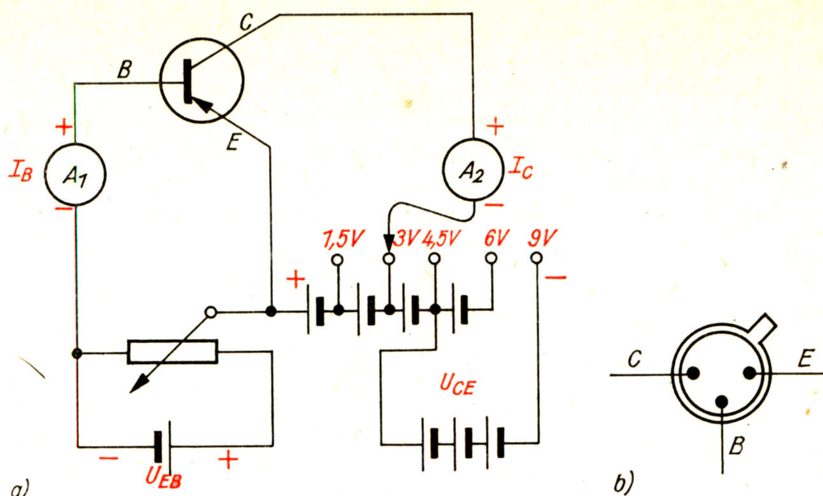
Tranzystor stanowi element wzmacniający

Na rys. 249 między emiter i kolektor przyłożono napięcie U_{CE}, którego biegun dodatni wypada na emiterze. Prąd nie może płynąć. A teraz włączamy dodatkowe źródło napięcia U_{EB} między emiter i bazę również tak, żeby plus wypadł na emiterze. Emiter i baza stanowią złącze *pn* zgodnie z rys. 246c. Dioda emiter-baza została spolaryzowana w kierunku przewodzenia. Nieliczne elektrony bardzo cienkiej strefy bazy przesuwają się w kierunku obszaru przejściowego do emitera i zobojętniają się w przenikalnej obecnie warstwie granicznej między bazą a emiterem. Liczba wolnych dodatnich nośników ładunku w emiterze jest jednak wiele razy większa niż liczba elektronów bazy, toteż tylko niewielka część może być



Rys. 249
Przewodnictwo tranzystora $p - n - p$

Rys. 250
Układ połączeń dla zdjęcia charakterystyki tranzystora; z prawej układ doprowadzeń tranzystora GC 123 lub TG 50



zobojętniona. Bardzo wiele dziur przesuwa się do strefy bazy. Część ich zostaje wchłonięta przez biegun ujemny źródła napięcia U_{EB} i tworzy *prąd bazy* I_B. Strefa bazy jest bardzo cienka, ale część dziur z emitera dostaje się też do warstwy granicznej między bazą a kolektorem i jest wchłaniana przez ujemny biegun źródła napięcia kolektora U_{CE}. Wskutek tego płynie *prąd kolektora* I_C. Będzie on tym większy, im większy jest prąd bazy. Zatem w tranzystorze prąd kolektora można sterować prądem bazy.

Przekonamy się o tym w następnych doświadczeniach! Układ połączeń do prób weźmiemy z rys. 250. Jako źródło napięcia bazy U_{EB} zastosujemy nasze ogniwo z potencjometrem drutowym 100 Ω/3 W. Napięcie kolektora U_{CE} uzyskamy z 4 ogniw i jednej bateryjki płaskiej. Z ogniw połączonych szeregowo możemy uzyskać napięcia 1,5 V; 3 V; 4,5 V i 6 V. Bateryjkę płaską włączamy w szereg z pierwszymi trzema ogniwami, przez co uzyskujemy największe napięcie kolektora 9 V. Jest rzeczą obojętną, jakiego typu tranzystora użyjemy do prób. Autor użył typu GC 123[1] o maksymalnej *mocy strat kolektora* $P_{max} = 120$ mW. Przy regulacji należy bardzo uważać, aby iloczyn przyłożonego napięcia kolektora i prądu kolektora nie przekroczył mocy strat P_{max} danego tranzystora. Moc strat w krysztale germanu tranzystora zamienia się na ciepło. Jeśli będzie tego ciepła za wiele, to może ulec uszkodzeniu siatka krystaliczna, a z nią i tranzystor.

Zdejmujemy rodzinę charakterystyk tranzystora

Na razie nie włączamy źródła napięcia bazy. Można je uwzględnić od razu przy montowaniu układu do prób, ale nie należy go włączać. Najpierw zmierzymy prąd zerowy kolektora I_{CEO} w zależności od napięcia kolektora U_{CE}. Przy 1,5 V mikroamperomierz A_2 wskazuje na przykład 42 μA, przy

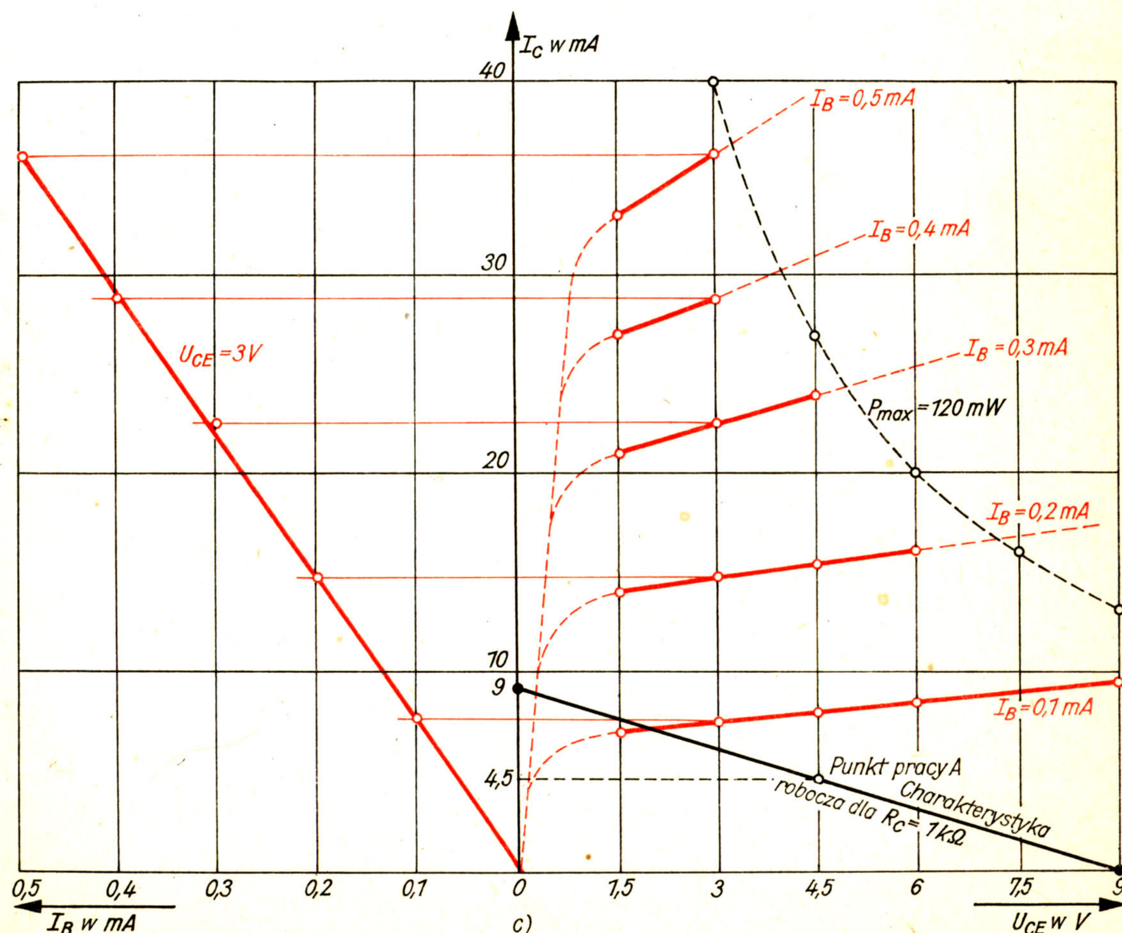
[1] Do tego doświadczenia można użyć tranzystora krajowego TG 50 lub zbliżonego typu.

3V 45 μA, przy 4,5V 47 μA i przy 9V 55 μA. Przypomnijmy sobie, że prąd wsteczny diody zależy hardzo wyraźnie od temperatury półprzewodnika, i dlatego zbadamy od razu wpływ wzrostu temperatury na prąd zerowy kolektora tranzystora. Przy $U_{CE} = 9$ V dotykamy metalowej obudowy kciukiem i palcem wskazującym. Zupełnie tak samo jak w doświadczeniu z diodą w krótkim czasie prąd znacznie wzrasta. Na amperomierzu A_2 odczytujemy przykładowo 105 μA. Przy $U_{CE} = 1,5$ V prąd zerowy maleje do 90 μA. Widać stąd, że i prąd zerowy I_{CEO} tranzystora wyraźnie zależy od temperatury.

Zanim przystąpimy do następnej próby, narysujemy wykres: na osi odciętych (oś pozioma) oznaczymy napięcie kolektora U_{CE} od 0 do 9 V, na oś rzędnych (pionowa) wprowadzimy odpowiednie wartości prądu kolektora I_C od 0 do 40 mA. Na zakończenie obliczymy dla napięć zaznaczonych na osi odciętych maksymalne wartości prądu, aby móc narysować na wykresie krzywą graniczną obciążalności P_{max} naszego tranzystora. Przy 9 V prąd kolektora dla $P_{max} = 120$ mW może wynosić najwyżej

$I_C = \frac{P_{max}}{U_{CE}} = \frac{0,12\ W}{9\ V} = 13,3$ mA; przy 6V — 20 mA; przy 4,5V — 26,6 mA,

Rys. 251
Rodzina charakterystyk tranzystora GC 123



a przy 3 V — 40 mA. Trzeba uważać, aby nie przekroczyć maksymalnej mocy strat!
Następnie ustalimy, jak prąd kolektora I_C zależy od napięcia kolektora U_{CE} przy jednakowym prądzie bazy I_B. Przyłączamy bazę do źródła napięcia U_{EB} i do kolektora przykładamy napięcie 1,5 V. Następnie nastawiamy prąd bazy $I_B = 0,1$ mA. Prąd kolektora wynosi teraz 7 mA. Przy $U_{CE}=3$ V odczytujemy 7,5 mA; przy 4,5 V 8 mA; przy 6 V 8,5 mA i przy 9 V 9,5 mA. Przy każdej zmianie U_{CE} sprawdzamy, czy prąd bazy dalej wynosi 0 mA bez zmian. Czasem trzeba go skorygować.
W podobny sposób uzyskujemy wartości prądu kolektora dla $I_B = 0,2$ mA; 0,3 mA; 0,4 mA i 0,5 mA otrzymując rodzinę charakterystyk prądu kolektora I_C w zależności od napięcia kolektora U_{CE} dla stałych wartości prądów bazy I_B. Na podstawie tego wykresu wykonamy następny. Od początku osi współrzędnych pierwszego wykresu rysujemy na przedłużeniu osi U_{CE} oś I_B; obie osie odciętych mają wspólną oś rzędnych w postaci osi I_C (por. rys. 251).

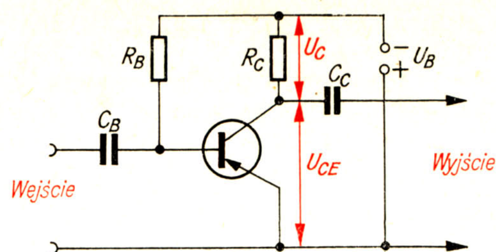
Ważne: współczynnik wzmocnienia prądowego

Dla napięcia kolektora 3 V – które teraz przyjmiemy jako stałe – przenosimy wartości prądu kolektora w lewo do odpowiednich wartości prądu bazy i uzyskujemy w ten sposób charakterystykę I_C w zależności od I_B. Ponieważ wszystkie punkty leżą na jednej prostej, prąd kolektora musi zmieniać się wprost proporcjonalnie do prądu bazy. Jeśli na przykład I_B rośnie z 0,1 do 0,4 mA, to I_C rośnie z 7,5 do 29 mA. Zmianie prądu bazy o $\Delta I_B =$ 0,3 mA odpowiada zmiana prądu kolektora o $\Delta I_C = 21,5$ mA. Stosunek obu zmian prądu stanowi dalszy ważny parametr, różniący się znacznie dla poszczególnych egzemplarzy. Nazywamy go *współczynnikiem wzmocnienia prądowego* h_{21e} lub $\beta = \dfrac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$. W naszym przykładzie wynosi on

$\beta = \dfrac{21,5 \text{ mA}}{0,3 \text{ mA}} \approx 72$. Nie jest on zawsze stały, lecz zależy zarówno od przyłożonego napięcia kolektora, jak i w określonych granicach od prądu kolektora. Od współczynnika wzmocnienia prądowego β, zwanego również *współczynnikiem wzmocnienia sygnału wejściowego* technicy odróżniają *wzmocnienie prądu stałego* $B = \dfrac{I_C - I_{CEO}}{I_B}$. Na naszym tranzystorze używanym w próbach uzyskaliśmy przy napięciu kolektora $U_{CE} = 3$ V następujące wartości: $I_{CEO} = 42\ \mu A \approx 0,04$ mA, a $I_C = 7,5$ mA przy $I_B = 0,1$ mA. Zatem wzmocnienie prądu stałego

$$B = \frac{7,5 \text{ mA} - 0,04 \text{ mA}}{0,1 \text{ mA}} = \frac{7,46}{0,1} \approx 75.$$

Zauważmy, że β i B są wartościami tego samego rzędu.
Po tych rozważaniach teoretycznych zbudujemy jeden stopień wzmacniacza używając naszego tranzystora. Układ połączeń stopnia wzmacniacza



Rys. 252
Tranzystor jako wzmacniacz

podano na rys. 252. Rezystor obwodu kolektora R_C służy – podobnie jak rezystor roboczy we wzmacniaczu lampowym – do przekształcania zmian prądu na zmiany napięcia. Wybieramy napięcie pracy $U_B = 9$ V. Napięcie to panuje między emiterem i kolektorem, gdy nie płynie prąd kolektora. Gdy prąd ten zaczyna płynąć, maleje U_{CE}, ponieważ teraz na R_C występuje spadek napięcia $U_C = R_C \cdot I_C$, a $U_{CE} + U_C$ nigdy nie może być ani większe, ani mniejsze od U_B. Jeśli prąd kolektora osiągnie maksimum i całe napięcie redukowane jest na R_C, to U_{CE} będzie równe zeru. Między tymi dwiema wartościami granicznymi pracuje nasz tranzystor. Moc strat $P = U_{CE} \cdot I_C$ nie może przy tym nigdy przekroczyć wartości P_{max}. Dlatego dla określenia R_C musimy znać rodzinę charakterystyk I_C w zależności od U_{CE}. Wprowadzamy na wykres wynikającą z wybranego napięcia pracy $U_B = 9$ V wartość graniczną $I_C = 0$ mA, $U_{CE} = 9$ V. Z punktu tego musi wychodzić prosta – tak zwana *prosta robocza* – na której leżą wszystkie punkty pracy wewnątrz wartości granicznych. Jeśli ma być wykorzystana maksymalna obciążalność tranzystora, to prostą, która stanowi charakterystykę roboczą, należy umieścić możliwie blisko hiperboli strat. Wówczas na osi I_C otrzymujemy drugą wartość graniczną. W naszym przypadku nie jest to potrzebne. Ustalamy maksymalny prąd kolektora jako $I_{C_{max}} = 9$ mA, ponieważ wówczas rezystancja rezystora roboczego wynosi akurat $R_C = \frac{U_B}{I_{C_{max}}} = \frac{9\text{ V}}{9\text{ mA}} = 1\text{ k}\Omega$. Jeśli mamy tranzystor wysterować całkowicie, to znaczy do obu wartości granicznych, to punkt pracy powinien leżeć w środku charakterystyki roboczej. W naszym przykładzie jest to $I_C = 4{,}5$ mA. Prąd ten musi płynąć, gdy do bazy nie jest przyłożone żadne napięcie zmienne wejściowe. Nastawimy go za pomocą prądu spoczynkowego bazy. Z rodziny charakterystyk I_C w zależności od U_{CE} wiadomo, że przy $I_C = 4{,}5$ mA napięcie kolektora musi wynosić $U_{CE} = 4{,}5$ V, a prąd spoczynkowy bazy 50 μA. Aby uniknąć oddzielnego źródła napięcia bazy U_{EB}, postaramy się je uzyskać z napięcia zasilania układu U_B. Do tego służy pokazany na rys. 252 rezystor bazy R_B. Im jest on większy, tym mniejszy będzie prąd bazy. Celem ustalenia tej wartości wyjdziemy z równania wzmocnienia prądu stałego: $B = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B}$.
Ponieważ I_{CEO} na ogół jest znacznie mniejszy od I_C, możemy tu również napisać $B \approx \frac{I_C}{I_B}$ lub na odwrót: $I_B \approx \frac{I_C}{B}$. Za I_C podstawiamy $\frac{U_{CE}}{R_C}$, a

zamiast I_B z pewnym uproszczeniem $\frac{U_B}{R_B}$. Właściwie do R_B należałoby jeszcze dodać rezystancję warstwy granicznej złącza baza – emiter. W porównaniu z R_B jest ona jednak bardzo mała; dlatego pomijamy ją i piszemy $\frac{U_B}{R_B} \approx \frac{1}{B} \cdot \frac{U_{CE}}{R_C}$. To przybliżone równanie, rozwiązane dla poszukiwanej rezystancji, daje

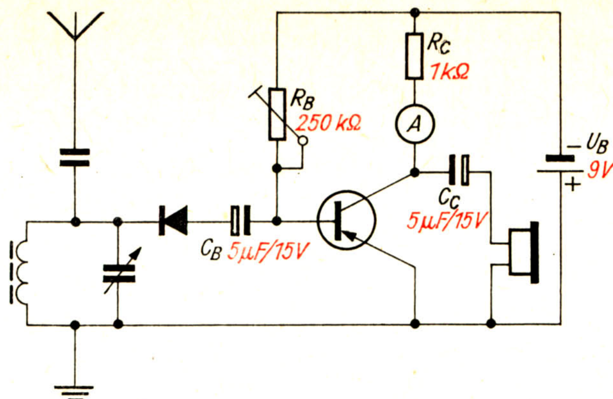
$$R_B \approx \frac{B \cdot U_B \cdot R_C}{U_{CE}}.$$

Ponieważ w punkcie pracy napięcie kolektora równe jest połowie napięcia zasilania układu, podstawiamy $U_{CE} = \frac{U_B}{2}$, skracamy U_B i otrzymujemy w ten sposób $R_B \approx 2 \cdot B \cdot R_C$. Dla zaczętego przykładu ($R_C = 1\ k\Omega$, $B = 75$) rezystor bazy musi mieć wartość $R_B \approx 2 \cdot 75 \cdot 1\ k\Omega = 150\ k\Omega$. Zastosujemy miniaturowy warstwowy rezystor zmienny 250 kΩ i nastawimy nim prąd kolektora 4,5 mA. W tym celu między rezystor kolektora i kolektor włączamy miliamperomierz. Wbudowując potencjometr uważamy, aby początkowo między biegunem ujemnym a bazą włączona była pełna wartość rezystancji. Jeśli rezystancja bazy jest za mała, prąd bazy, a zatem i prąd kolektora może bardzo prędko wzrosnąć nadmiernie i zniszczyć tranzystor.
Oba kondensatory C_B i C_C na rys. 252 mają to samo znaczenie co odpowiednie kondensatory we wzmacniaczu lampowym. C_C zapobiega przedostaniu się do bazy składowej stałej prądu zmiennego kolektora, C_B ma separować napięcie stałe od własnej bazy. C_B i C_C wraz z rezystancją złącza baza – emiter tworzą zależny od częstotliwości dzielnik napięcia. Wiemy już dobrze, że dla dolnej częstotliwości granicznej R_C może być co najmniej równe R_s, a zatem to może być równe rezystancji złącza baza – emiter. Ponieważ rezystancja wejściowa w naszym badanym układzie zawiera się w granicach 1 kΩ i 5 kΩ, dlatego przy najniższej częstotliwości 30 Hz potrzebny jest kondensator o pojemności obliczonej wg wzoru

$$R_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R_C} = \frac{1}{2\pi \cdot 30 \cdot s^{-1} \cdot 10^3\ \Omega} = \frac{10^{-4}}{6\pi} F = 4{,}77\ \mu F.$$

W użyciu są wartości od 5 do 10 μF. Rys. 253 przedstawia zastosowanie wzmacniacza tranzystorowego do odbiornika detektorowego. Ponieważ bezcelowe jest stosowanie głośnika na wyjściu jednostopniowego wzmacniacza tranzystorowego, zatem przyłączymy tu słuchawki. Stację lokalną słyszy się na ogół dobrze. Stopień wzmocnienia możemy ocenić przełączając słuchawki bezpośrednio do odbiornika detektorowego; jeśli mamy coś usłyszeć, w pokoju musi być teraz idealnie cicho.



Rys. 253
Odbiornik detektorowy z jednostopniowym wzmacniaczem tranzystorowym

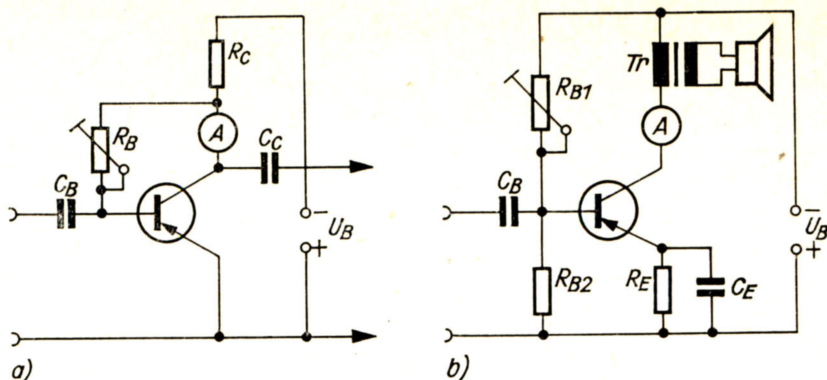
Układy tranzystorowe są wrażliwe na temperaturę

W dwóch doświadczeniach ustaliliśmy, że prąd wsteczny diody i prąd zerowy kolektora tranzystora wyraźnie wzrastają przy wzroście temperatury. Kiedy użyjemy tranzystora w pobliżu jego maksymalnej mocy strat i prąd zerowy kolektora wzrośnie, to moc przetworzona będzie jeszcze większa. Wynikiem tego nagrzewanie będzie większe i może w końcu doprowadzić do zniszczenia tranzystora. Trzeba temu przeciwdziałać przez właściwe układy połączeń.

Najczęściej punkt pracy tranzystora dobieramy tak, aby wykluczyć „pracę na gorąco", a zatem wybieramy go znacznie poniżej maksymalnej mocy strat. Mimo to jednak niezbędne są specjalne środki dla zapewnienia stałości prądu kolektora, o czym przekonamy się na prostym przykładzie. Niech tranzystor charakteryzuje się prądem zerowym $I_{CEO} = 125\ \mu A$ przy 20 °C, niech napięcie baterii wynosi 1 V, a rezystancja kolektora 2 kΩ. Maksymalny prąd kolektora obliczamy jako równy $I_{Cmax} = \frac{U_B}{R_C} = \frac{1\ V}{2\ k\Omega} = 0{,}5\ mA$. Wobec tego punkt pracy musi wypadać przy prądzie kolektora równym 0,25 mA. W czasie prób z naszym tranzystorem doświadczalnym zauważyliśmy, że prąd zerowy przy nagrzaniu o około 10 °C wzrósł mniej więcej dwukrotnie. Na ogół trzeba się liczyć z podwojeniem prądu zerowego przy przyroście temperatury równym 8—10 °C. Gdy prąd zerowy przy 20 °C wynosi już 125 μA, to przy 30 °C wzrośnie on do 250 μA, a przy 40 °C do 500 μA. Przy dalszym wzroście temperatury prąd zerowy będzie większy od maksymalnego przewidywanego prądu kolektora. Punkt pracy przesunął się tak daleko, że tranzystor przestał wzmacniać.

I w tym przypadku *stabilizacja temperatury* jest nieodzownie potrzebna. Rys. 254a przedstawia układ, w którym prąd kolektora przy zmianach temperatury jest dosyć stabilny. Rezystor bazy włączony jest tu między kolektor i bazę. Przyjmijmy, że prąd kolektora będzie wzrastał w wyniku

Rys. 254
Układy z kompensacją temperatury:
a) stabilizacja prądu kolektora za pomocą rezystora bazy;
b) stabilizacja stopnia końcowego za pomocą dzielnika bazowego i rezystora w emiterze

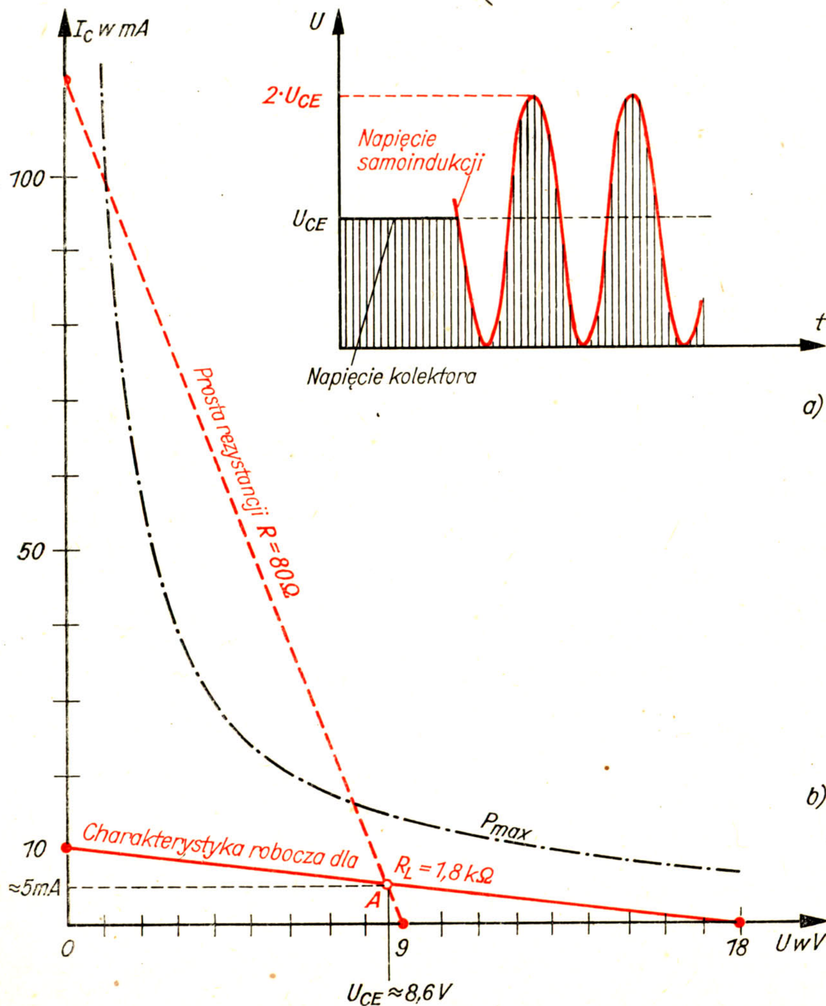


nagrzania. Wskutek tego spadek napięcia na R_C rośnie, napięcie kolektora spada, a wraz z nim spada jednocześnie prąd bazy. Zmniejszenie się prądu bazy powoduje zmniejszenie prądu kolektora, a o to przecież właśnie chodziło. Układ pracuje obecnie stabilnie, prąd kolektora pozostaje prawie stały. Wartość rezystora bazy zależy również od wzmocnienia prądowego B danego tranzystora. We wzorze $I_B \approx \frac{I_C}{B}$ przedstawiamy za I_C znowu $\frac{U_{CE}}{R_C}$. Ponieważ w tym układzie rezystor bazy przyłączony jest bezpośrednio do kolektora, prąd bazy $I_B = \frac{U_{CE}}{R_B}$. Otrzymujemy $\frac{U_{CE}}{R_B} \approx \frac{U_{CE}}{B \cdot R_C}$ względnie $R_B \approx B \cdot R_C$. Dla naszego tranzystora doświadczalnego R_B musi wynosić $R_B \approx 75 \cdot 1\ \mathrm{k\Omega} = 75\ \mathrm{k\Omega}$. Zastosujemy odpowiedni potencjometr i nastawimy nim, poczynając od największej wartości rezystancji, prąd kolektora $= 4{,}5$ mA.

Ponieważ przez rezystor bazy część wzmocnionego napięcia zmiennego powraca do bazy, równocześnie mamy do czynienia ze sprzężeniem zwrotnym ograniczającym zniekształcenia. W stopniach końcowych ten rodzaj stabilizacji nie może być zastosowany, ponieważ rezystancja transformatora głośnikowego jest bardzo mała i dlatego napięcie kolektora leży tylko nieznacznie poniżej napięcia baterii. Ideowy układ połączeń stopnia m. cz. podany jest na rys. 254b. Baza dostaje tu przez dzielnik napięcia stałe napięcie wstępne. Gdy tylko prąd kolektora wzrośnie wskutek nagrzania, na rezystorze emitera R_E redukuje się większa część napięcia, a napięcie na złączu baza-emiter maleje. Złącze baza-emiter możemy rozpatrywać jako diodę działającą w kierunku przewodzenia; najmniejsza zmiana napięcia działa wyraźnie na prąd bazy, a więc także i na prąd kolektora. Kondensator emitera ma zadanie podobne do kondensatora katodowego we wzmacniaczu lampowym. Ma on zapobiec stracie części napięcia zmiennego na wejściu na rezystorze R_E oraz ujemnemu sprzężeniu zwrotnemu zmniejszającemu wzmocnienie.

Ustalenie punktu pracy stopnia końcowego

Punkt pracy stopnia końcowego trzeba obliczać trochę inaczej niż punkt pracy stopnia wstępnego, w którym występuje tylko rezystancja kolektora. Mianowicie, kiedy przez uzwojenie pierwotne transformatora głośnikowego płynie prąd zmienny, w cewce indukuje się napięcie zmienne. Wartość maksymalna napięcia samoindukcji może być dokładnie równa napięciu kolektora. Napięcie kolektora U_{CE} i napięcie samoindukcji dodają się, wskutek czego zgodnie z rys. 255a między emiterem a kolektorem mogą wystąpić napięcia szczytowe równe 2 U_{CE}. Ponieważ zaś wskutek niewielkiej rezystancji cewki napięcie kolektora leży tylko trochę 'poniżej napięcia baterii, możemy wybierać napięcie najwyżej równe połowie dopuszczalnego napięcia kolektora odpowiedniego tranzystora. Dla naszego typu GC 123 podano $U_{CEmax} = 66$ V, zatem możemy spokojnie stosować napięcie 9 V.



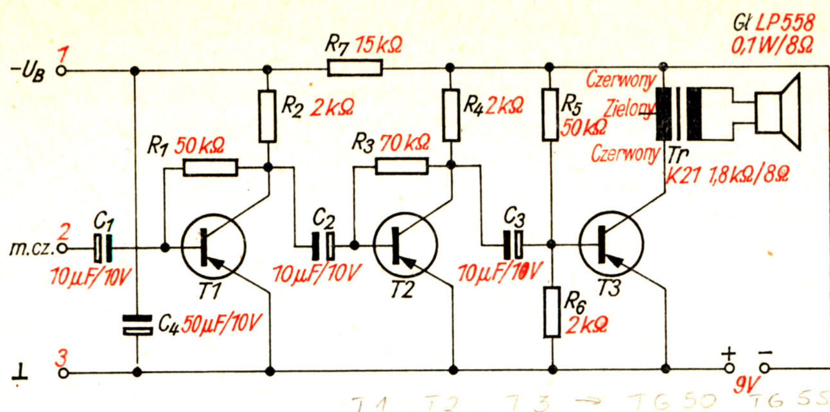
Rys. 255
Wybór punktu pracy tranzystorowego stopnia końcowego

Jako transformator wybierzemy transformator miniaturowy Zakładów Aparatury Telekomunikacyjnej w Lipsku[1]. Jego reaktancja po stronie pierwotnej wynosi $R_L = 1{,}8\ \mathrm{k\Omega}$. Rezystancja uzwojenia pierwotnego wynosi $R = 80\ \Omega$. Aby narysować charakterystykę roboczą, wychodzimy z podwojonego napięcia baterii i reaktancji uzwojenia. Punkty krańcowe charakterystyki mają współrzędne $U_{CE} = 18\ \mathrm{V}/I_C = 0\ \mathrm{mA}$ i $U_{CE} = 0\ \mathrm{V}/$ $I_C = \frac{18\ \mathrm{V}}{1{,}8\ \mathrm{k\Omega}} = 10\ \mathrm{mA}$ (por. rys. 255b). W celu określenia punktu pracy potrzebna jest jeszcze druga prosta, którą określa napięcie baterii oraz rezystancja transformatora dopasowującego. Jej punkty krańcowe są to: $U_{CE} = 9\ \mathrm{V}/I_C = 0\ \mathrm{mA}$ oraz $U_{CE} = 0\ \mathrm{V}/I_C = \frac{9\ \mathrm{V}}{80\Omega} = 112\ \mathrm{mA}$. Przecięcie obu prostych daje punkt pracy. Odczytujemy około 5 mA. Ten prąd kolektora nastawiamy za pomocą dzielnika napięcia bazy. Wartość jego rezystancji powinna być tak dobrana, aby prąd pobierany przez dzielnik napięcia I_Q był dwa do pięciu razy większy od prądu spoczynkowego bazy I_B · Z rys. 251 dla rodziny charakterystyk I_C w zależności od U_{CE} wynika, że dla $U_{CE} \approx 9\ \mathrm{V}$ i $I_C \approx 5\ \mathrm{mA}$ prąd bazy musi być rzędu $I_B \approx 50\ \mu\mathrm{A}$. Wybieramy prąd dzielnika $4 \cdot 50\ \mu\mathrm{A} = 200\ \mu\mathrm{A}$. Dokładne obliczenie dzielnika napięcia wymaga znajomości innej charakterystyki, mianowicie I_B w funkcji U_{BE}; dlatego wykonamy tylko rachunek przybliżony, a następnie za pomocą miliamperomierza w obwodzie kolektora nastawiamy punkt pracy na wymaganą wartość 5 mA. Zgodnie ze wzorem $R = \frac{U_B}{I_Q}$ łączna rezystancja dzielnika napięcia musi wynosić $\frac{9\ \mathrm{V}}{0{,}2\ \mathrm{mA}} = 45\ \mathrm{k\Omega}$. Zastosujemy rezystor zmienny 50 kΩ, którego końcówki przyłączone są do bieguna dodatniego i ujemnego, a środek połączony jest z bazą. Przed przyłożeniem napięcia nastawiamy go w ten sposób, że między bazą a biegunem ujemnym włączona będzie maksymalna rezystancja (baza połączona bezpośrednio z biegunem dodatnim). W miarę powiększania rezystancji między bazą a biegunem dodatnim rośnie napięcie bazy U_{BE}, prąd bazy I_B, a wraz z nim prąd kolektora I_C. Kiedy osiągnie on wymaganą wartość, demontujemy rezystor zmienny, mierzymy rezystancje składowe i wlutowujemy dwa rezystory stałe. Jeśli na przykład mniejsza rezystancja ma wartość 2 kΩ, to większa musi mieć 48 kΩ.

Budujemy trzystopniowy wzmacniacz m. cz.

Układ połączeń podany jest na rys. 256. Dla pierwszych dwu stopni wystarczą tranzystory nawet o mocy strat 25 mW. W stopniu końcowym potrzebny będzie tranzystor co najmniej o mocy 100 do 150 mW. Najpierw we wszystkich tranzystorach mierzymy wzmocnienie prądowe B i

[1] Typem zbliżonym do tego transformatora produkowanym przez Zakłady „OMIG“ jest transformator typu T-319.



Rys. 256
Układ połączeń trzystopniowego wzmacniacza tranzystorowego m. cz.

prąd zerowy kolektora I_{CEO}. Jako *T1* zastosujemy tranzystor o możliwie małym prądzie zerowym. Jeśli prąd ten byłby w stopniu wstępnym za duży, to wzmacniacz miałby za duże szumy własne. Innym środkiem ograniczającym szumy jest wybór niższego napięcia zasilania dla stopnia wstępnego (1 do 2 V). Służy do tego celu filtr R_7C_4. Rezystancje R_1, R_3 i R_5 zależą od wartości B. Dla tranzystorów we wzorcowym wzmacniaczu, wykonanym przez autora, wynosiły one $B_{T1} = 25$, $B_{T2} = 32$ i $B_{T3} = 85$. Punkty pracy dla *T1* wypadały przy 0,4 mA, dla *T2* przy 2,2 mA i dla *T3* przy 5 mA.

Układ wykonujemy najpierw na chassis doświadczalnym i sprawdzamy prawidłowość jego działania za pomocą odbiornika detektorowego. W każdym stopniu należy ściśle nastawić punkt pracy za pomocą odpowiedniego rezystora bazy zgodnie ze wskazaniami miliamperomierza w obwodzie kolektora.

Ponieważ elementy półprzewodnikowe są niesłychanie wrażliwe na ciepło, trzeba przestrzegać kilku zasad. Nagrzanie podczas lutowania nie szkodzi rezystorowi warstwowemu lub kondensatorowi, natomiast kryształ germanu tranzystora lub diody może czasem nawet ulec zniszczeniu. Dlatego w żadnym wypadku nie skracamy końcówek poniżej 10 mm i zawsze chwytamy lutowaną końcówkę płaskimi szczypcami odprowadzającymi ciepło. Lutownica musi być gorąca, aby móc lutować bardzo szybko. Prawie każdą lutownicę charakteryzuje upływność występująca między grzałką a metaliczną częścią obudowy. Dlatego obudowę trzeba albo uziemić, albo podczas lutowania wyjąć wtyczkę z gniazdka. Jeśli tego nie zrobimy, to w razie przebicia izolacji lutownicy półprzewodnik może zostać zniszczony.

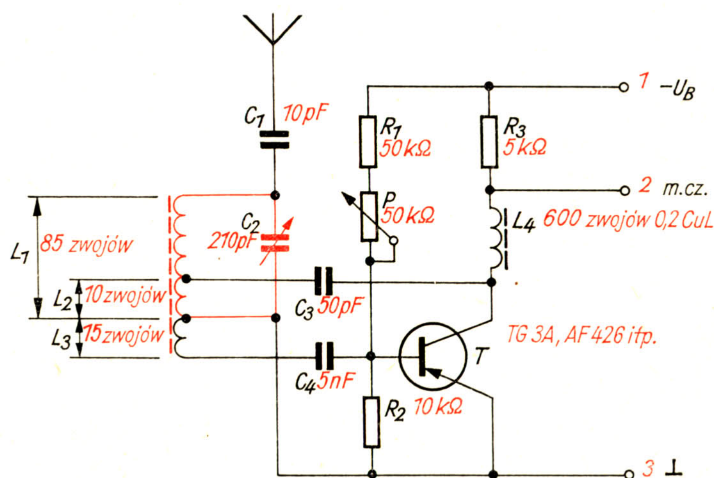
Gdy trzeba wygiąć końcówki diod lub tranzystora, nie należy tego robić przy samej obudowie. W przepustach szklanych powstają bowiem delikatne rysy, przez które dostaje się do wnętrza obudowy wilgoć i działa na kryształ tak długo, aż przestanie on pracować.

Przed wbudowaniem należy zawsze rozładowywać kondensatory elektrolityczne nawet wtedy, gdy były one chwilowo odlutowane po stronie jednego bieguna. Zapobiegamy w ten sposób rozładowaniu kondensatora na drodze baza – emiter i zniszczeniu warstwy granicznej. Przed wykonaniem

jakichkolwiek zmian w układzie należy odłączyć przyłącza baterii i sprawdzić w każdym obwodzie wartość prądu. W żadnym razie nie wolno manipulować metalowymi narzędziami (śrubokręt) w układzie pod napięciem. Nam się wprawdzie przy tym nic nie stanie, ale tranzystory mogą tego nie wytrzymać.

15. Budujemy odbiornik kieszonkowy

Używając nowoczesnych elementów półprzewodnikowych możemy wykonać odbiornik zajmujący minimalną ilość miejsca. Urządzenia tranzystorowe są lekkie i zużywają mało energii. Dlatego zbudujemy więc mały odbiornik kieszonkowy. Wzmacniacz m. cz. wykonamy zgodnie z rys. 256. Został on już wypróbowany praktycznie na podstawie doświadczalnej. Jako odbiornik posłuży nam audion. Układ połączeń *audionu tranzystorowego* podano na rys. 257. W. cz. z cewki L_1 obwodu rezonansowego przez cewkę sprzężenia L_3 i kondensator C_4 dostaje się do bazy tranzystora. Zapobiega to nadmiernemu tłumieniu w obwodzie rezonansowym przez małą rezystancję wejściową tranzystora. R_1, P i R_2 stanowią dzielnik



Rys. 257
Układ połączeń audionu tranzystorowego

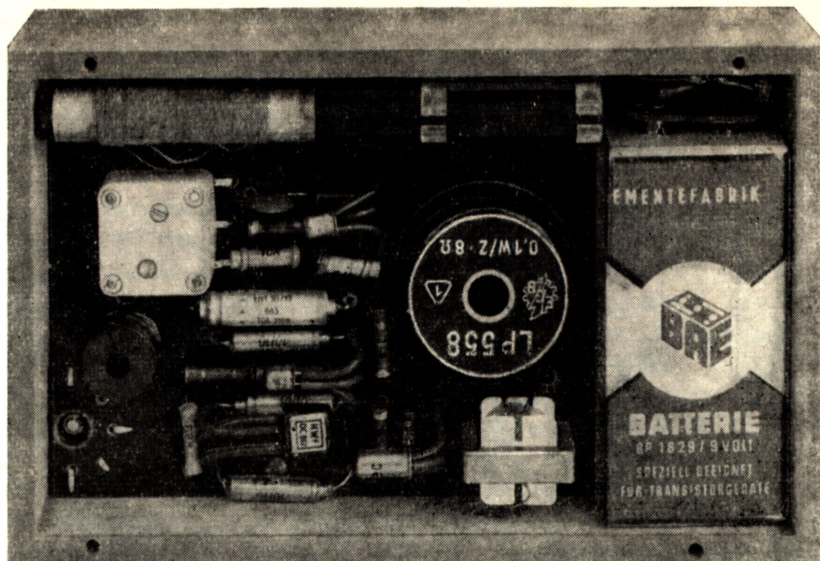
napięcia bazy, za pomocą którego można zmieniać prąd bazy. Część wzmocnionego napięcia w. cz. przenosi się z kolektora przez kondensator C_3 i cewkę L_2 sprzężenia zwrotnego z powrotem do obwodu rezonansowego. Zauważmy, że w tym układzie pojemność C_3 nie jest zmienna. Nie jest to tutaj potrzebne, ponieważ możemy nastawić stopień sprzężenia zwrotnego za pomocą prądu bazy potencjometrem P. Zadaniem cewki L_4 jest odcięcie w. cz. od wzmacniacza m. cz.

Również i audion zmontujemy najpierw na chassis doświadczalnym. Jako kondensator strojeniowy zastosujemy kondensator zmienny odbiornika kieszonkowego „Mikki" („Migo"). Oba pakiety statora łączymy równolegle, wskutek czego największa pojemność obwodu rezonansowego wynosi 150 pF + 60 pF = 210 pF. Cewka obwodu rezonansowego L_1 musi zatem dla zakresu fal średnich mieć indukcyjność 0,46 mH.
Na pręt ferrytowy o średnicy 8 mm i długości 100 mm nawiniemy 85 zwojów. Jeśli zastosujemy kondensator zmienny o większej pojemności, to naturalnie liczba zwojów będzie inna. Korpusem będzie, jak w odbiorniku bateryjnym, sklejona i nasycona szelakiem tulejka papierowa. Zastosujemy licę w. cz. 6×0,7. Nawiniemy razem 100 zwojów. Wyprowadzenia wykonamy z 75 i 85 zwoju. Dławik filtru L_4 nie jest krytyczny. Nawijamy całkowicie korpus trójdzielny drutem miedzianym o średnicy 0,2 lub cieńszym. Stosując drut ∅ 0,2 w jednej działce zmieścimy 200 zwojów. Rdzeń nie jest tu nieodzowny. Jako zmienny rezystor P zastosujemy pokrętny potencjometr 50 kΩ z wyłącznikiem. Wyłącznik włączamy w obwód między biegunem ujemnym baterii a wzmacniaczem m. cz. Wartość rezystancji dzielnika napięcia R_1 i kondensatora sprzężenia zwrotnego C_3 trzeba ustalić doświadczalnie. Audion musi się wzbudzać w całym zakresie fal średnich, ale z drugiej strony nie może oscylować już przy wartości $R_P = 0$. Wielkość obu wspomnianych podzespołów zależy od wzmocnienia prądowego tranzystora audionu. W odbiorniku wzorcowym zbudowanym przez autora użyto tranzystora typu OC 872 o wzmocnieniu $B = 50$. Do odbioru odległych stacji można zastosować antenę zewnętrzną przez kondensator sprzęgający 10 pF. Zasilamy audion najniższym napięciem tranzystora stopnia wstępnego we wzmacniaczu m. cz. Audion i wzmacniacz umieściliśmy jako jedną całość na chassis wykonanym z płytki izolacyjnej o grubości 2 do 3 mm zgodnie z rys. 258. Obciążalność wszystkich rezystorów wynosi 0,1 W, wytrzymałość napięciowa kondensatorów elektrolitycznych 10 V. Kondensator sprzęgający C_1 wzmacniacza m. cz. włączamy inaczej niż podano na rys. 256 (plus połączyć z bazą *T 1*). Jest to konieczne, ponieważ obecnie okładzina wejściowa C_1 połączona jest z kolektorem tranzystora audionu; przyłożone tam napięcie jest bardziej ujemne niż napięcie bazy *T 1*.
Środkowa (zielona) końcówka transformatora głośnikowego K 21 jest nie wykorzystana. Użyjemy głośnika w wykonaniu „Sternchen" LP 558, o mocy 0,1 W, 8 Ω[1]. Otwór *Gł* w chassis służy do przyciśnięcia głośnika do ściany przedniej obudowy. Nie potrzeba go wówczas dodatkowo przykręcać. Pręt ferrytowy zaciskamy w uchwycie z piakrylu, również używanym w odbiorniku „Sternchen". Z odbiornika tego użyto także gałki skali dla kondensatora zmiennego. Jeśli okaże się niewygodna lub nieosiągalna, to sami zrobimy lepszą. Średnica jej powinna wynosić 55 mm. Schemat połączeń odbiornika kieszonkowego jest podany na rys. 258 (u dołu). Jako źródło napięcia zastosujemy baterię 9 V. Musi być ona dopasowana do obudowy. Wymiary wewnętrzne obudowy wynoszą: szerokość 135 mm, wysokość 80 mm i głębokość 30 mm. Ramę obudowy wykonamy znów ze

[1] Można tu zastosować głośnik GD 5/0,1 stosowany w odbiornikach „Migo".

Rys. 258
Chassis odbiornika kieszonkowego z rozmieszczeniem podzespołów i schematem montażowym

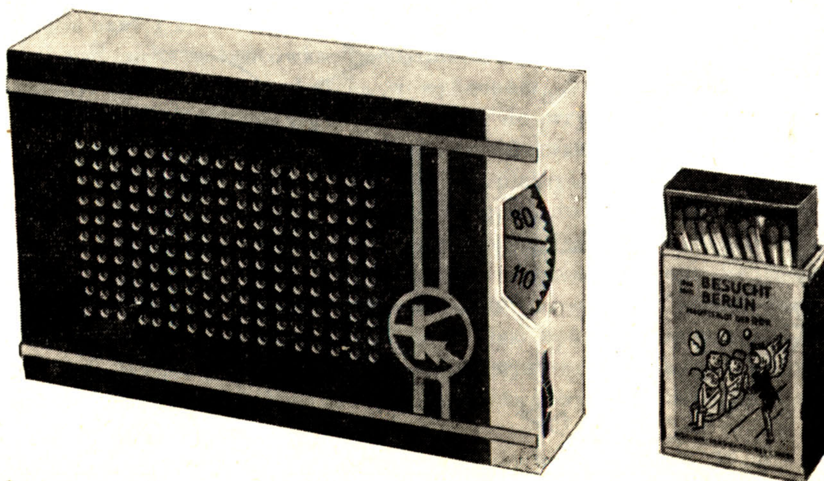
Rys. 259
Rozmieszczenie podzespołów w odbiorniku kieszonkowym



sklejki, ścianę przednią i tylną — najlepiej z płytki izolacyjnej o grubości 2 lub 3 mm. Dla szyby skali i gałki potencjometru trzeba przewidzieć odpowiednie wycięcia w prawym boku obudowy. Gniazdko antenowe najlepiej umieścić nad baterią. Rys. 259 i 260 przedstawiają gotowy odbiornik kieszonkowy. Naturalnie nie można się po nim spodziewać zbyt wiele. Do odbioru stacji lokalnej całkowicie wystarcza antena ferrytowa. Chcąc jednak odbierać stacje bardziej odległe musimy stosować antenę zewnętrzną.

Tranzystory mają jedną wadę: każdy egzemplarz ma inne parametry wzmocnienia prądowego i prądu zerowego. Na przykładzie trzystopniowego wzmacniacza m. cz. stwierdziliśmy sami, że każdy tranzystor przed obliczeniem układu musi zostać sprawdzony. Sposób, w jaki robiliśmy to do tej pory, jest trochę przypadkowy i zabiera wiele czasu. Za pomocą specjalnego przyrządu można to zrobić znacznie prościej i szybciej.

Rys. 260
Tranzystorowy odbiornik kieszonkowy



16. Robimy przyrząd do badania tranzystorów

Interesuje nas tylko wzmocnienie prądowe B i prąd zerowy kolektora I_{CEO}. Pomiary innych wielkości możemy pominąć. Budowa przyrządu odpowiada w zasadzie układowi do zdejmowania charakterystyk według rys. 250a. Tam jednak wykorzystywaliśmy dwa przyrządy pomiarowe i dwa źródła napięcia. Po zrobieniu wzmacniacza wiemy już, jak wytwarzać określony prąd bazy za pomocą napięcia baterii. Dlatego możemy pominąć oddzielne źródło napięcia baza – emiter. Rezystor bazy dobierzemy taki, aby przy napięciu baterii 4,5 V (bateryjka płaska) płynął prąd bazy dokładnie 10 μA. Wówczas drugi miliamperomierz nie będzie potrzebny. Rezystor bazy musi mieć rezystancję

$$R_B = \frac{U_B}{I_B} = \frac{4{,}5\ \text{V}}{0{,}01\ \text{mA}} = 450\ \text{k}\Omega.$$

Ponieważ takie rezystory nie są produkowane, wykonamy zestaw składający się z kilku rezystorów znajdujących się w handlu. Na przykład połączenie szeregowe dwu rezystorów: 270 kΩ i 180 kΩ daje 450 kΩ. Ale możliwe są i inne kombinacje.

Trzeba sprawdzić rzeczywistą wielkość wypadkowej rezystancji, żeby nie obniżyło to dokładności naszego przyrządu. Jeżeli nie mamy omomierza, wystarczy pomiar prądu i napięcia. Próbujemy doprowadzić układ rezystorów do tego, aby rezystancja wypadkowa wynosiła możliwie dokładnie 450 kΩ. Do pomiaru prądu zerowego trzeba mieć możność odłączenia rezystora bazy od baterii. Odłączanie amperomierza prądu bazy grozi jednak tym, że prąd bazy bez naszej wiedzy spadnie poniżej 10 μA. Przypadek ten może mieć miejsce wtedy, gdy napięcie baterii spadnie poniżej 4,5 V. Dlatego przed każdym pomiarem musimy sprawdzić, czy bateria nadaje się jeszcze do użytku. Użyjemy w tym celu miliamperomierza do pomiaru prądu kolektora. Przy dobrej baterii powinien on wskazywać prąd $I = 1$ mA. Potrzebny jest do tego drugi rezystor, włączony między biegun dodatni amperomierza i biegun dodatni baterii. Jego wielkość wynosi:

$$R = \frac{U_B}{I} = \frac{4{,}5\ \text{V}}{1\ \text{mA}} = 4{,}5\ \text{k}\Omega.$$

Jaki zakres ma mieć ten przyrząd? Prądy zerowe tranzystorów o mocach do 150 mW wahają się w granicach od 50 do 500 μA, wzmocnienia prądowe od 20 do 200. Zatem wchodziłby w rachubę najmniejszy zakres 1 mA. Gdy skala zawiera 30 działek, znaczy to, że 50 μA odpowiada 1,5 działki. Taka dokładność odczytu wystarcza. Ale czy zakres 1 mA wystarczy również dla dużych wzmocnień prądowych? Załóżmy, że B wynosi 200. Zdarza się to co prawda rzadko, ale taką możliwość trzeba uwzględnić. Przy prądzie bazy 10 μA zgodnie z $B \approx \frac{I_C}{I_B}$ płynie prąd kolektora $I_C = B \cdot I_B = 200 \cdot 0{,}01\ \text{mA} = 2\ \text{mA}$. A zatem tego pomiaru nie można wykonać na zakresie przez nas wybranym. Mimo to zastosujemy przyrząd o zakresie 1 mA, ale zastosujemy odłączany bocznik R_N, za pomocą którego zakres pomiarowy można rozszerzyć do 3 mA. Sam przyrząd nie może być za mały. Droga ruchu wskazówki musi wynosić co najmniej 5 cm. Wielkość bocznika zależy od wartości rezystancji wewnętrznej przyrządu. Musi on wytrzymywać prąd stanowiący różnicę między nowym zakresem pomiarowym $I_1 = 3$ mA i starym zakresem $I_2 = 1$ mA. Ponieważ w układzie równoległym rezystancje są odwrotnie proporcjonalne do prądów, ważna jest zależność $\frac{R_N}{R_w} = \frac{I_2}{I_1 - I_2}$. Stąd $R_N = \frac{R_w \cdot I_2}{I_1 - I_2}$. Ustalimy doświadczalnie, przy jakim napięciu przyrząd wychyla się całkowicie. Iloraz napięcia przez prąd odpowiada rezystancji wewnętrznej. Jeśli na przykład mierzymy 0,1 V, to

$$R_w = \frac{U}{I_2} = \frac{0{,}1\ \text{V}}{1\ \text{mA}} = 100\ \Omega.$$

Bocznik dla $I_1 = 3$ mA musi zatem mieć rezystancję

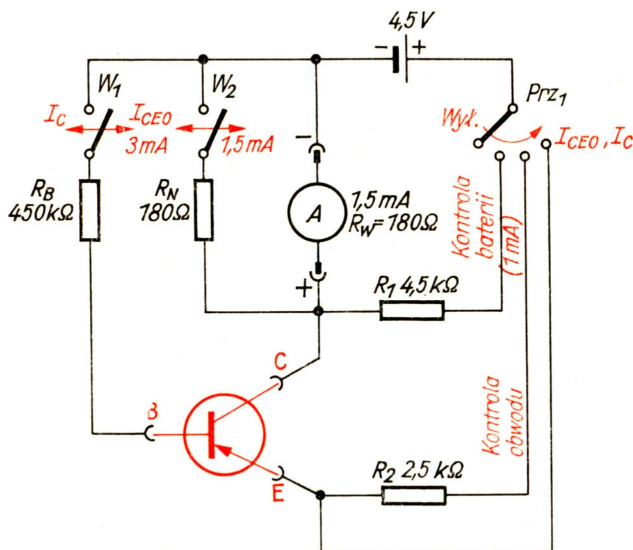
$$R_N = \frac{100\ \Omega \cdot 1\ \text{mA}}{3\ \text{mA} - 1\ \text{mA}} = \frac{100}{2} = 50\ \Omega.$$

W tranzystorach dla amatorów, sprzedawanych w handlu po niższej cenie, często warstwa zaporowa bywa uszkodzona. Rezystancja przejścia emiter-kolektor jest tak mała, że można ją pominąć, wskutek czego po przyłożeniu pełnego napięcia baterii płynie bardzo duży prąd. Nasz przyrząd pomiarowy nie wytrzyma takich obciążeń; trzeba to uwzględnić. Może to się zresztą także zdarzyć wskutek niewłaściwego obchodzenia się z dobrymi tranzystorami. Dlatego należy się przed tym zabezpieczyć. Rezystor włączony w obwód emitera należy dobrać tak, aby zakres skali przyrządu przy zwarciu mógł być trochę, ale nie groźnie, przekroczony. Przyrząd o skali do 1 mA można przeciążyć do 1,2 mA; rezystancja musi zatem wynosić

$$R = \frac{U_B}{I} = \frac{4{,}5\ \text{V}}{1{,}2\ \text{mA}} = 3{,}75\ \text{k}\Omega.$$

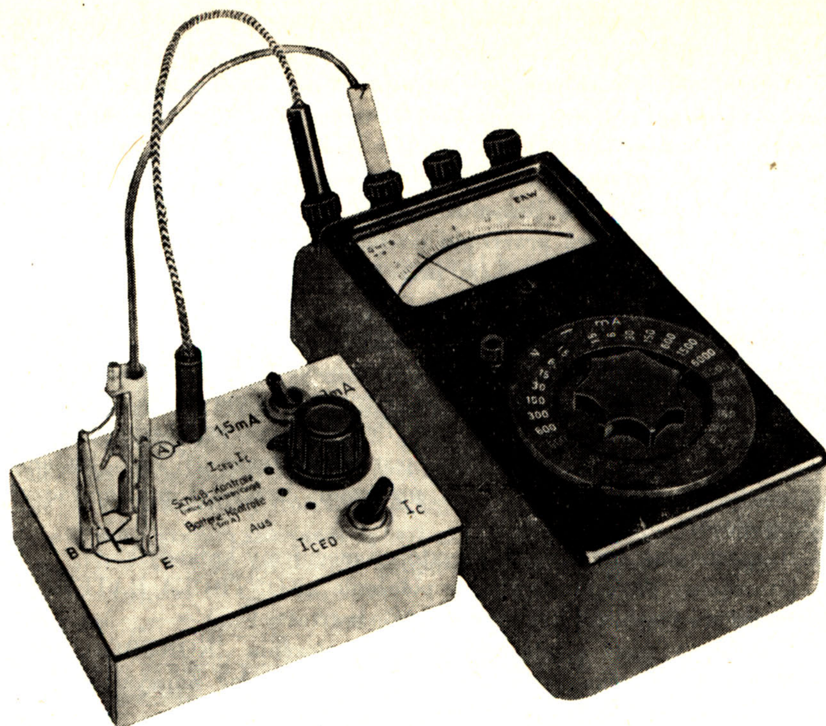
Nie chodzi tu zresztą dokładnie o tę wartość. Uważajmy jednak, aby rezystancja nie była mniejsza. Uszkodzoną warstwę zaporową rozpoznamy po wychyleniu wskazówki: wszystkie tranzystory, których prąd jest

większy od 2/3 pełnego zakresu skali, nie nadają się do naszych celów. Pomiaru I_{CEO} i I_C w tych warunkach wykonywać nie wolno.
Oczywiście możemy użyć do pomiarów przyrządu uniwersalnego. W układzie wzorcowym autor używał miernika wielozakresowego produkcji VEB Elektro-Apparate-Werke Berlin-Treptow (EAW) na najniższym zakresie do 1,5 mA. Rezystancja wewnętrzna jego wynosi 180 Ω, tej też wielkości musi być bocznik 3 mA. Rezystor emitera do sprawdzania kolektora ma 2,5 kΩ. Układ połączeń przyrządu do badania tranzystorów podano na rys. 261. W_1 i W_2 są wyłącznikami przechylnymi; Prz_1 jest przełącznikiem czteropołożeniowym.
Układ montujemy – z wyjątkiem przyrządu pomiarowego – w skrzynce drewnianej zgodnie z rys. 262. Tranzystor badany chwytamy za pomocą trzech krokodylków nasuniętych na wtyczki bananowe. Skrzynka ma wymiary 120 mm na 85 mm × 30 mm. Przed każdym pomiarem wyłączniki W_1 i W_2 trzeba otworzyć; Prz_1 jest w położeniu „WYŁ". Badanie tranzystorów za pomocą naszego przyrządu będziemy przeprowadzać następująco:
1. Rozpoznajemy końcówki tranzystora i mocujemy krokodylkami.
2. Ustawiamy przełącznik Prz_1 w położenie „KONTROLA BATERII"; przyrząd musi wskazać przepływ prądu o wartości 1 mA.
3. Ustawiamy teraz przełącznik Prz_1 w położeniu „KONTROLA OBWODU"; wskazówka przyrządu może się wychylać najwyżej do 2/3 długości skali. Jeśli wychyli się więcej, przerwać pomiar.



Rys. 261
Układ połączeń przyrządu do badania tranzystorów

4. Ustawiamy przełącznik Prz_1 w czwartym położeniu. Teraz odczytujemy prąd zerowy I_{CEO}.
5. Możemy zamknąć wyłącznik W_1. Przyrząd pomiarowy wskazuje prąd kolektora I_C przy prądzie bazy 10 μA. Jeśli zakres pomiarowy nie wystarcza, należy przełączyć za pomocą W_2 na 3 mA.



Rys. 262
Przyrząd do badania tranzystorów
Aus — „WYŁ.";
Batteriekontrolle — „KONTROLA BATERII";
Schlußkontrolle — „KONTROLA OBWODU";

6. Wyłączniki ustawiamy w pozycji wyjściowej.
Przyjmijmy, że badany tranzystor ma prąd zerowy 0,150 mA, a prąd kolektora wynosi 0,550 mA. Zgodnie z $B = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B}$ wzmocnienie prądowe wynosi $B = \frac{0{,}550\ \text{mA} - 0{,}150\ \text{mA}}{10\ \mu\text{A}} = \frac{400}{10} = 40.$

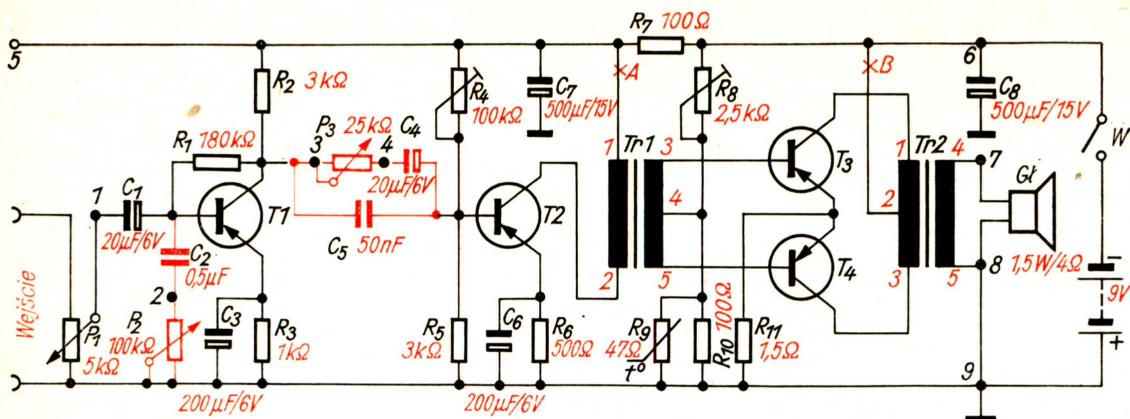
Na pewno jest już jasne, dlaczego wybraliśmy prąd bazy równy właśnie 10 µA. Po nabraniu pewnej wprawy będziemy mogli odczytywać wzmocnienie bezpośrednio z przyrządu. Odczytujemy prąd zerowy w mA, odejmujemy go w myśli od prądu kolektora w mA i otrzymaną różnicę mnożymy przez 100.

17. Tranzystorowy odbiornik przenośny z członami wymiennymi

Wykonane dotychczas przez nas odbiorniki mają pewne wady. Super bateryjny odbiera wprawdzie pokaźną liczbę stacji, i to odtwarzając dobrze dźwięk, ale odbiornik kieszonkowy odbiera tylko silną stację lokalną i – w zależności od miejscowych warunków – najwyżej jeszcze dwie do trzech dalszych stacji. Jakość dźwięku pozostawia jednak wiele do życzenia. Wynika to w pierwszym rzędzie z tego, że głośnik jest mały. W odbiorniku bateryjnym szczególnie niedogodna jest niska trwałość wcale nie tanich baterii anodowych. Dlatego zbudujemy odbiornik tranzystorowy o mocy takiej samej a może wyższej, ale zasilany z baterii płaskich. Każdy zespół wykonamy oddzielnie. I odbiornik sieciowy, i bateryjny przekonały nas chyba o korzyściach takiej budowy. Obudowę weźmiemy z naszego starego odbiornika bateryjnego albo wykonamy nową według własnego uznania. Można oczywiście użyć jakiejś obudowy fabrycznej.

Budujemy wzmacniacz m.cz. o dużej mocy

Rys. 263 przedstawia układ połączeń wzmacniacza m. cz. wszechstronnego zastosowania o mocy wyjściowej 1 W. Przez potencjometr P_1 regulacji siły dźwięku napięcie zmienne, które ma być wzmocnione, dostaje się do stopnia wstępnego na tranzystorze *T1*. We wzmacniaczu wzorcowym zastosowano tranzystor 100 mW o współczynniku wzmocnienia prądowego $B = 60$. Nadaje się tu szczególnie typ GC 101 lub TG 50 o możliwie dużej wartości B. Wartość rezystora bazy R_1 zależy od współczynnika wzmocnienia prądowego odpowiedniego tranzystora (por. str. 231), który musimy ustalić za pomocą naszego przyrządu do sprawdzania tranzystorów. W tym stopniu tranzystorowym rzeczą nową jest narysowany kolorowo układ C_2P_2, który jest korektorem barwy dźwięku do osłabiania wysokich tonów. Jego sposób działania jest już znany ze wzmacniacza m. cz. odbiornika sieciowego (patrz str. 150). Gdy P_2 nastawimy na zero, częstotliwości wysokich tonów spływają do masy, ponieważ dla nich reaktancja kondensatora jest mniejsza niż dla niższych częstotliwości.



Rys. 263
Wzmacniacz
w układzie
przeciwsobnym 1 W

Między kolektorem tranzystora *T1* i bazą drugiego stopnia również znajduje się układ regulacji barwy dźwięku: $P_3C_4C_5$, który służy do osłabienia niskich tonów. Podobny układ objaśniony jest na stronie 150. Jeśli potencjometr nastawiony jest na zero, to C_4 i C_5 są włączone szeregowo; łączna pojemność przekracza 20 µF. Dla częstotliwości akustycznej 100 Hz reaktancja wynosi 80 Ω (sprawdzić!); w miarę wzrostu częstotliwości reaktancja maleje. Jeśli jednak potencjometr jest całkowicie włączony, to napięcie zmienne musi przejść przez C_5. Przy 100 Hz reaktancja kondensatora wynosi 32 kΩ i maleje do 0,7 kΩ przy 4,5 kHz. O ile zatem częstotliwości wysokich tonów doprowadzone są do bazy tranzystora *T2* stosunkowo nieznacznie osłabione, to tony niskie są osłabiane wyraźnie.

Drugi stopień wzmacniania – jak zwykły stopień końcowy – ma w obwodzie kolektora transformator dopasowujący, Jego uzwojenie wtórne ma jedno wyprowadzenie w środku. Ponieważ ten stopień przenosi określoną moc sterowania do stopnia końcowego, napięcie między kolektorem i emiterem nie może być za małe, na R_6 spadek napięcia powinien wynosić około 2 V. Zgodnie z $I = \frac{U}{R}$ warunek ten spełnia prąd kolektora 4 mA; nastawiamy go za pomocą R_4 i miliamperomierza w punkcie *A*. Jako tranzystor *T2* we wzmacniaczu wzorcowym autor zastosował typ o obciążalności 400 mW i o $B = 30$. W układach produkowanych fabrycznie w stopniu tym stosuje się typ GC 116 (TG 60 itp.) o wzmocnieniu prądowym co najmniej 30. Specjalnym zadaniem drugiego stopnia naszego wzmacniacza jest sterowanie tranzystorów stopnia końcowego; stąd nazwa: stopień sterujący. Transformator dopasowujący *Tr1* nazywamy odpowiednio *transformatorem sterującym.*

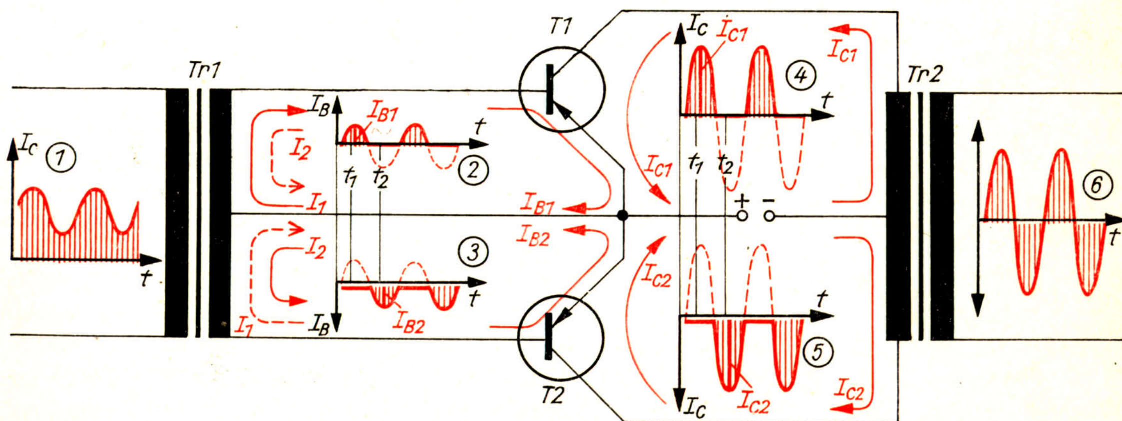
Rozważmy ten nowy rodzaj stopnia końcowego. Przez dzielnik napięcia $R_8R_9R_{10}$ i uzwojenie wtórne transformatora sterującego oba transformatory otrzymują jednakowe napięcie wstępne bazy. R_9 jest rezystorem zależnym od temperatury, tzw. *termistorem.* W przeciwieństwie do zwykłego rezystora – przy wzroście temperatury rezystancja termistora maleje. W naszym układzie ma on na celu wyrównanie zależnych od temperatury przesunięć punktu pracy tranzystorów stopnia końcowego. Kiedy są one

nagrzane, ciepły jest również termistor i rezystancja układu równoległego R_9R_{10} zmniejsza się. Maleje wskutek tego napięcie wstępne bazy tranzystorów stopnia końcowego i zmniejszają się prądy kolektorów.
Dodatkowo przewidziano wspólny rezystor emitera R_{11}, który podobnie stabilizuje temperaturę. Rezystancja jego jest bardzo mała, aby nie tracić na nim zbyt wiele cennej mocy wyjścia. Kondensator równoległy nie wchodzi w rachubę, ponieważ przy małej wartości R_{11} musiałby mieć pojemność kilku tysięcy mikrofaradów. Małe ujemne sprzężenie zwrotne, które występuje na R_{11}, zmniejsza ponadto zniekształcenia stopnia końcowego.
Oba tranzystory stopni końcowych muszą mieć możliwie jednakowe parametry elektryczne. Przemysł oferuje tranzystory dobierane parami; do naszych celów nadają się 2 × TG 55. We wzmacniaczu wzorcowym autor zastosował dwa egzemplarze tranzystorów „amatorskich" o mocy 400 mW. Im dokładniej zgadza się wzmocnienie prądowe i prądy zerowe tych tranzystorów, tym lepiej. Dopuszczalne są jednak odchylenia 20%. Aby osiągnąć wymaganą moc wyjściową w stopniach końcowych, należy używać tranzystorów o wzmocnieniu prądowym co najmniej 30.

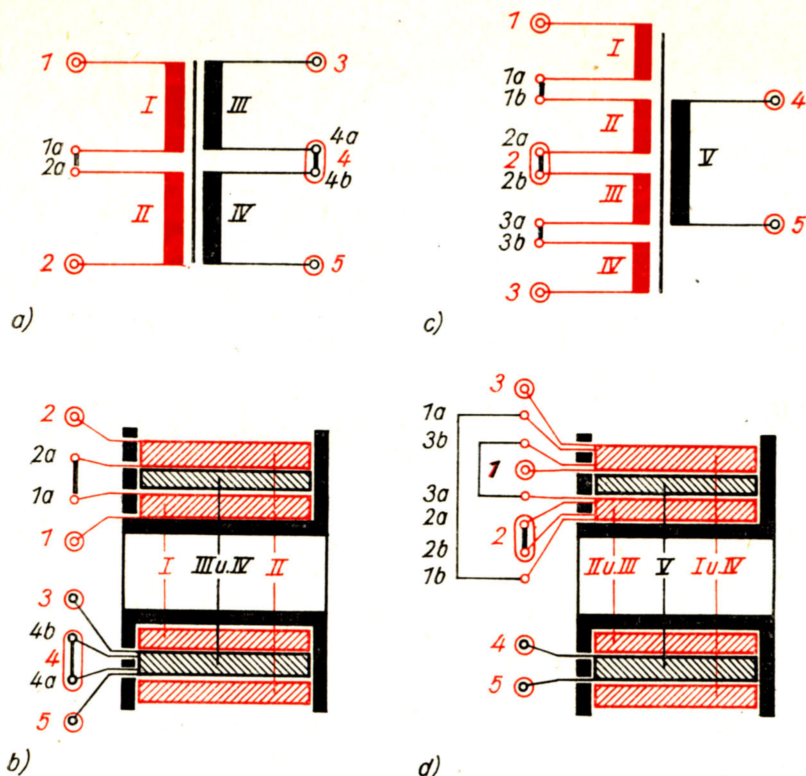
Tranzystory stopnia końcowego pracują przeciwsobnie

Aby zrozumieć działanie stopnia końcowego pracującego przeciwsobnie, przyjrzyjmy się rys. 264. Napięcie wstępne bazy obu tranzystorów stopnia końcowego wynosi 0 V.
Krzywa 1 przedstawia przebieg prądu kolektora tranzystora sterującego; prąd ten płynie przez uzwojenie pierwotne transformatora sterującego Tr1. Składowa prądu zmiennego prądu kolektora indukowałaby w obu uzwojeniach wtórnych prądy płynące w tym samym kierunku, gdyby w ich obwodach nie znajdowały się „diody" baza – emiter tranzystorów. W chwili t_1 niech płynie prąd wtórny I_1. Może on bez przeszkód płynąć przez złącze baza-emiter tranzystora *T1* (jako prąd bazowy I_{B1}), powodując przepływ dużego prądu kolektora I_{C1}. Odpowiednie złącze „diodowe"

Rys. 264
Działanie stopnia końcowego w układzie przeciwsobnym



tranzystora $T2$ uniemożliwia jednak przepływ prądu I_1, a co za tym idzie przez tranzystor $T2$ nie płynie w tej chwili żaden prąd kolektora.
O jeden półokres później, w chwili t_2, sytuacja się odwraca. Teraz płynie prąd wtórny I_2, który może przejść jedynie przez „diodę" baza – emiter tranzystora $T2$ (jako prąd bazowy I_{B2}); przez $T1$ prąd nie płynie. Przebieg prądu bazy $T1$ ilustruje krzywa 2, a $T2$ – krzywa 3. Jak w prostowniku dwupołówkowym diody na przemian przerywają przepływ prądu zmiennego, tak tutaj tę samą rolę spełniają „złącza diodowe" obu tranzystorów. Prądy kolektorów powstające w wyniku przepływu prądów bazowych podaje dla $T1$ krzywa 4, dla $T2$ – krzywa 5. W chwili t_1 płynie tylko prąd kolektora I_{C1} przez uzwojenie pierwotne transformatora dopasowującego wyjście *Tr2*, a po półokresie – tylko prąd I_{C2} przez inne uzwojenie, w kierunku przeciwnym. Z uzwojenia wtórnego „złożone" wzmocnione napięcie zmienne dostaje się do głośnika (patrz krzywa 6).
Zaleta tej metody polega na tym, że w każdym tranzystorze dla jednej połówki sinusoidy występuje cały zakres prądu kolektora od I_{CEO} do I_{Cmax}. W porównaniu ze wzmocnieniem za pomocą tylko jednego tranzystora $T2$ w obwodzie transformatora wyjściowego, można w ten sposób uzyskać podwójne napięcie, jak również podwójny prąd (por. krzywa 6). Podwójne napięcie i podwójny prąd oznaczają wszakże czterokrotnie większą moc stopnia końcowego w układzie przeciwsobnym w porównaniu ze stopniem końcowym z jednym tranzystorem.
W rozważaniach naszych założyliśmy, że do tranzystorów stopnia końcowego nie jest przyłożone żadne wstępne napięcie bazy. Ze względów praktycznych wybiera się jednak określone napięcie wstępne, wskutek czego bez sterowania m. cz. płynie już prąd kolektora rzędu kilku miliamperów. W układzie według rys. 263 nastawiamy za pomocą R_8 i miliamperomierza włączonego w punkcie B prąd spoczynkowy kolektorów 10—12 mA (na 1 tranzystor 5—6 mA). Ma to tę zaletę, że przy różniących się między sobą parametrach tranzystora zniekształcenia nieliniowe będą małe.
Stopień końcowy w układzie przeciwsobnym przewodzi bez sygnału wejściowego stosunkowo mały prąd. Dopiero sterowanie powoduje – w zależności od natężenia dźwięku – przepływ dużego prądu kolektora. Zrozumiałe przeto, że bateria zużyje się tym szybciej, im radio gra głośniej.
Oba transformatory nawiniemy sami. Zarówno dla transformatora sterującego, jak i dla transformatora wyjściowego zastosujemy rdzenie typu M42. Korpusy uzwojeń zgodnie z N2 (rys. 6) mają wymiary następujące;
$a_1 = 32$; $a_2 = 17$; $a_3 = 15$; $b_1 = 29$; $b_2 = 14$; $b_3 = 12$; $c = 29$; $d = 1$.
Na rys. 265 podana jest instrukcja nawijania transformatora. Transformator sterujący zaczniemy wykonywać od uzwojenia I: 600 zwojów emaliowanego drutu miedzianego ∅ 16 mm. Następnie zakładamy przekładkę izolacyjną i nawijamy jednocześnie uzwojenie III i IV, w każdym 160 zwojów drutu miedzianego ∅ 0,4 mm. Mianowicie z dwu szpul nawijamy na korpus jednocześnie dwa druty nawojowe. Takie uzwojenie dwudrutowe nazywamy *bifilarnym*; zapewnia ono całkowitą jednakowość obu połówek uzwojenia. Ponownie izolujemy uzwojenia i na zakończenie nawijamy raz jeszcze 600 zwojów drutu miedzianego ∅ 16 mm jako uzwojenie II. Rys. 265b wskazuje, jak należy połączyć prawidłowo poszczególne



Rys. 265
Instrukcja nawijania transformatora stopnia końcowego w układzie przeciwsobnym:
a) schemat uzwojeń transformatora sterującego;
b) sposób nawinięcia transformatora sterującego;
c) schemat uzwojeń transformatora wyjściowego;
d) sposób nawinięcia transformatora wyjściowego

końce drutu. Blachy rdzenia układamy na zmianę, to znaczy bez szczeliny powietrznej.

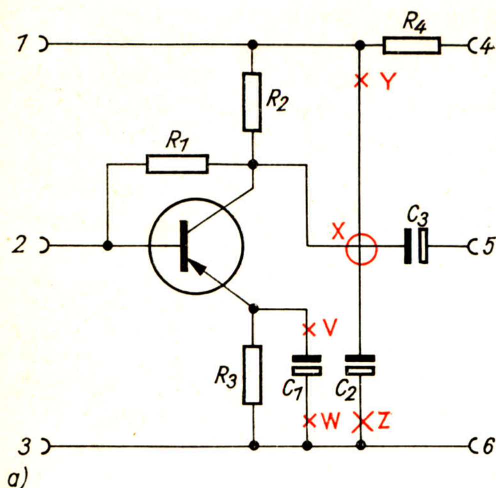
Kolejność uzwojeń w transformatorze wyjściowym;

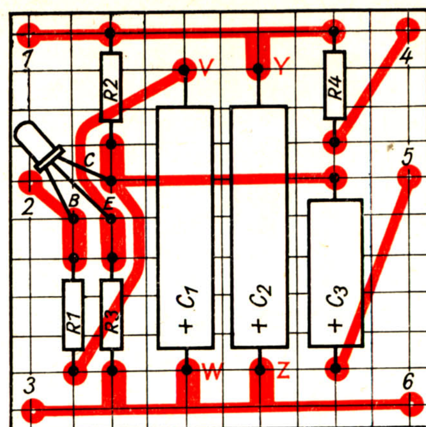
1. Uzwojenie II i III – bifilarnie po 55 zwojów drutu miedzianego ∅ 0,4 mm;
2. Uzwojenie V - 65 zwojów drutu miedzianego ∅ 0,8—1,0 mm;
3. Uzwojenie I i IV – bifilarnie po 55 zwojów drutu miedzianego ∅ 0,4 mm.

Poszczególne uzwojenia izolujemy między sobą papierem nasyconym szelakiem lub parafiną; blachy rdzenia układamy na zmianę. Połączenia końców drutów podano na rys. 265d.

Nowy sposób wykonywania połączeń: obwody drukowane

Przy budowie naszego najnowszego radioodbiornika posłużymy się metodą, która od kilku lat stosowana jest z powodzeniem przez przemysł, a także przez wielu amatorów. Z punktu widzenia produkcji przemysłowej rolę grają przede wszystkim względy ekonomiczne takie, jak możliwość automatyzacji produkcji, powtarzalność, eliminacja przyczyn wielu błędów w procesie produkcyjnym oraz ułatwienie badań i napraw. Amatora interesują jednak przede wszystkim przejrzystość i lekkość budowy układu oraz miniaturyzacja. W tym zakresie *obwody drukowane* mają bardzo dużo zalet w stosunku do połączeń konwencjonalnych.





Rys. 266 Projektowanie połączeń elektrycznych w obwodach drukowanych: a) układ połączeń; b) połączenia na płytce

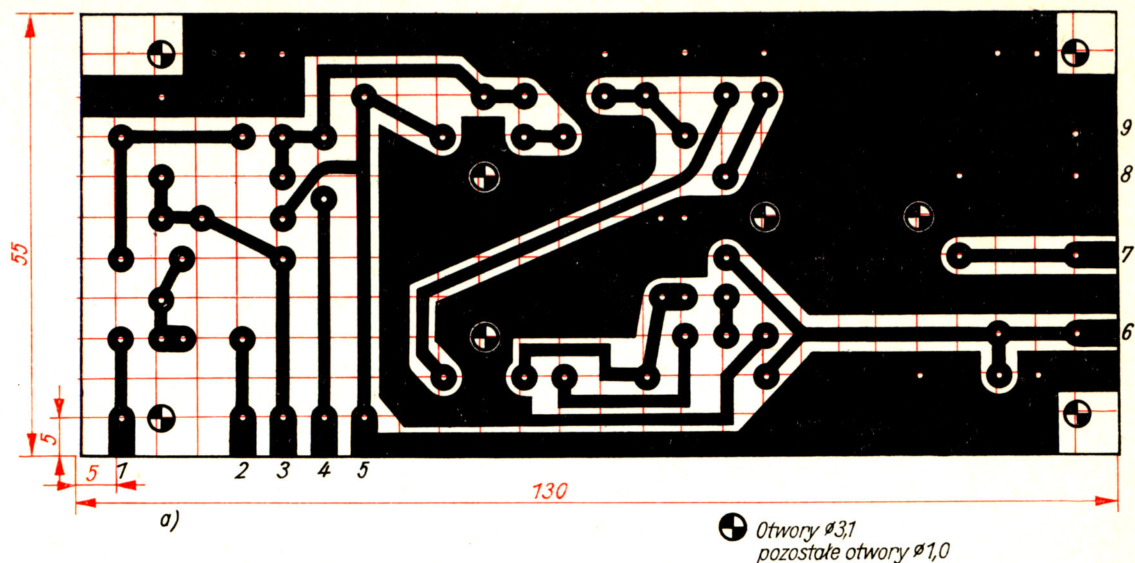
Punktem wyjścia do wykonania *płytki przewodzącej* jest pokryty jednostronnie miedzią laminat epoksydowy, produkowany w grubościach 0,8 mm, 1 mm, 1,5 mm (zalecany!), 2,5 mm i 3 mm. Folia miedziana ma grubość tylko 0,035 mm.

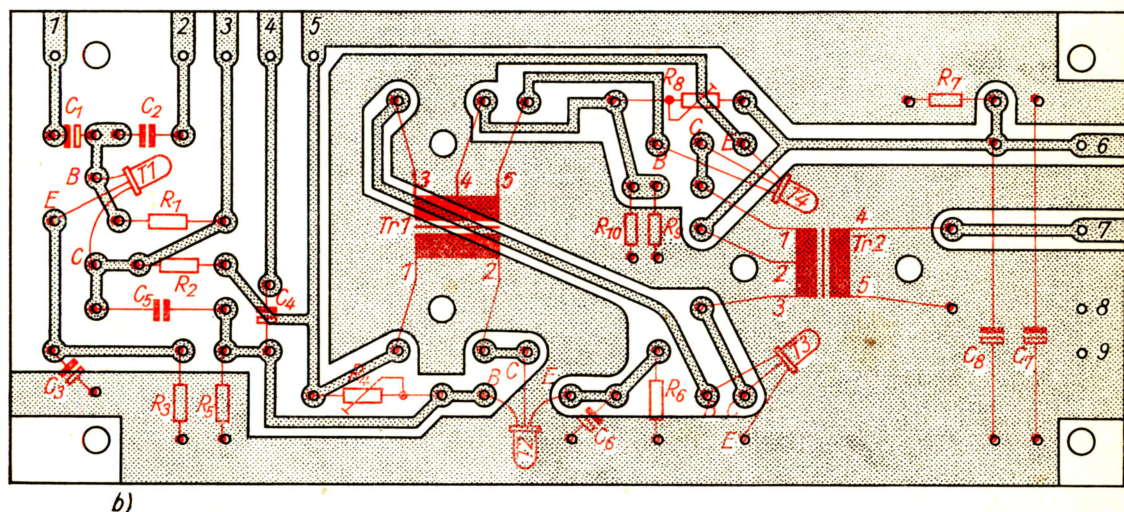
Celem zaprojektowania układu połączeń kratkujemy biały papier; bok kratki ma mieć długość 5 mm. Papier kratkowany fabrycznie nie nadaje się do tego, ponieważ często kratki nie są kwadratowe, a boki ich rzadko kiedy mają dokładnie 5 mm. Następnie na tym papierze kładziemy podzespoły i zaznaczamy ich wymiary. Wyznaczamy miejsce lutowania, w miarę możności tylko w punktach przecięcia linii. Rysując trzeba uważać, aby nie robić połączeń skrzyżowanych. W układzie wzmacniacza według rys. 266a jedno skrzyżowanie przewodów już jest (X). Usuwamy tę kolizję, prowadząc połączenie od kolektora do kondensatora C_3 tam, gdzie połączenia YZ i VW są przerwane ze względu na konieczność włączenia w obwód kondensatorów C_2 i C_1 (por. rys. 266b). Wspomniane połączenie przechodzi „w poprzek" kondensatorów C_1 i C_2. Analogicznie należy ułożyć przewody od emitera do kondensatora i od kolektora do rezystora R_1.

Na rys. 267a podano sposób prowadzenia połączeń dla naszego wzmacniacza m. cz. Rysunek ten przeniesiemy w skali na papier. Taśmą lepiącą przyklejamy go do miedziowanej strony płytki przewodzącej, uprzednio odtłuszczonej i oczyszczonej za pomocą rozpuszczalnika nitro. Poszczególne otwory punktujemy przez papier. Nie należy uderzać młotkiem zbyt mocno, bo materiał może pęknąć. Po odjęciu szablonu malujemy rozcieńczoną farbą nitro najpierw powierzchnie kółek dokoła wypunktowanych znaków, następnie połączenia, a na koniec duże powierzchnie. Prawidłowo rozcieńczając farbę możemy jej używać jak tuszu. Dla pokrycia płaszczyzn najlepiej użyć małego pędzla.

Tę dość żmudną pracę w fabrykach wykonuje się bardzo prędko przez nadrukowanie całego układu połączeń. Stąd pochodzi nazwa tej techniki.

Na zakończenie należy całą nie pomalowaną część folii miedzianej usunąć przez wytrawienie. W tym celu zastosujemy trójchlorek żelaza ($FeCl_3$),



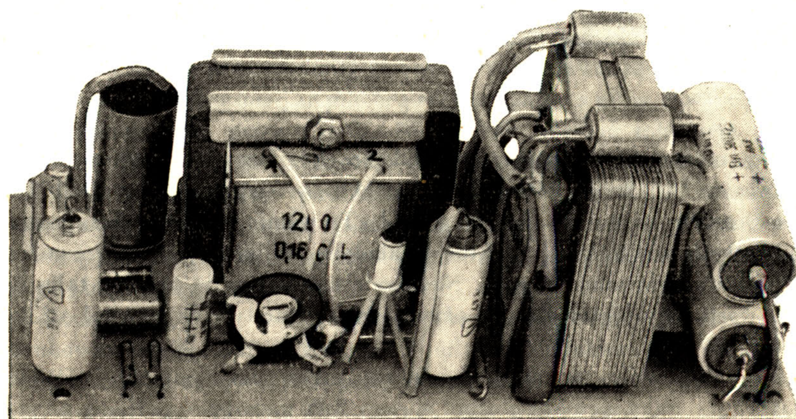


Rys. 267
Połączenia elektryczne (a) i rozmieszczenie podzespołów (b) na płytce drukowanej wzmacniacza w układzie przeciwsobnym 1 W

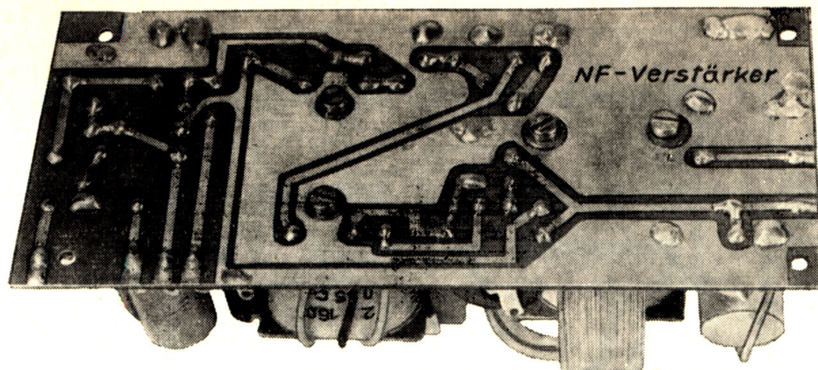
który można dostać w każdym sklepie chemicznym. Roztwór trawiący powinien być trzydziesto- czterdziestoprocentowy, to znaczy w 100 cm³ wody należy rozpuścić 38 do 55 g $FeCl_3$. Trawienie przeprowadzamy w małej kuwecie winidurowej, do której wkładamy najpierw płytkę przewodzącą stroną miedziowaną do góry. Następnie nalewamy do kuwety taką ilość roztworu, aby lustro cieczy pokryło płytkę warstwą najwyżej 1—2 milimetrów.

Proces trawienia można przyśpieszyć przez stałe poruszanie kąpielą. Dobra jest taka metoda: głośnik o mocy 3 W mocujemy poziomo na stole.

Na otworze membranowym skierowanym do góry kładziemy kuwetę i zabezpieczamy ją, żeby nie zsunęła się na bok. Następnie doprowadzamy z zasilacza do głośnika niewielkie napięcie zmienne (2—4 V), pod wpływem czego zaczyna on silnie warczeć. Na powierzchni kąpieli tworzą się natychmiast fale, które przy odpowiedniej amplitudzie doprowadzają wystarczającą ilość roztworu do miedzi i przyśpieszają właściwy proces utleniania. Czas trawienia wynosi 10 do 20 minut. Kąpiel należy traktować jako zużytą, gdy w 100 cm^3 rozpuszczone jest 5 g miedzi. Ilość ta wystarcza do wytrawienia powierzchni około 160 cm^2. Płytka przewodząca naszego wzmacniacza przeciwsobnego jest w około 75% pokryta farbą, a zatem należy wytrawić około 18 cm^2. Objętość 100 cm^3 wystarczy więc do wytrawienia $\frac{160\ cm^2}{18\ cm^2} \approx 9$ płytek przewodzących. W miarę wzrostu stężenia miedzi w kąpieli rośnie jednak czas trawienia.
Po usunięciu warstwy miedzi płytkę przewodzącą wyjmujemy z kuwety i płuczemy pod wodą bieżącą. Następnie usuwamy farbę rozpuszczalnikiem nitro. Po wyschnięciu dobrze jest zabezpieczyć folię miedzianą powłoką emalii ochronnej nadającej się do lutowania. VEB Lackfabrik Berlin, Berlin Weissensee produkuje odpowiednią do tego emalię elektroizolacyjną oznaczoną (RL 659.1) 589-002. Dobry jest także do tego celu spirytusowy roztwór kalafonii.
Ostatnią czynnością jest wiercenie otworów jednomilimetrowych dla przetknięcia końcówek oraz otworów do mocowania o średnicy 3,1 mm. Otwory te służą do przykręcenia obu transformatorów oraz do późniejszego przymocowania kompletnej płytki w obudowie.
Z rys. 267 wynika, jak należy rozmieścić poszczególne podzespoły na płycie przewodzącej. Kondensatory C_1, C_2, C_3, C_4 i C_6 stoją pionowo. Rys. 268 przedstawia gotowy wzmacniacz od strony zamontowanych podzespołów. Może to zachęci nas do budowy? Stronę połączeniową widzimy na rys. 269. Rezystora emiterów tranzystorów stopnia końcowego (R_{11}) na razie nie wmontowujemy. Wstawiamy go dopiero później, gdy podczas kontroli stwierdzimy, że wzmacniacz pracuje nieczysto, a więc zniekształca. Najlepiej wykonajmy go sami, z drutu miedzianego emaliowanego o średnicy



Rys. 268
Wygląd zmontowanej płytki drukowanej wzmacniacza w układzie przeciwsobnym



Rys. 269
Płytka wzmacniacza widziana od strony połączeń

0,1 mm. Korpus stanowić będzie wysokoomowy rezystor warstwowy (nie mniej niż 10 kΩ). Z równania $R = \varrho \frac{l}{S}$ wynika, że przewód musi mieć długość $l = \frac{R \cdot S}{\varrho} = \frac{1{,}5\ \Omega \cdot \pi \cdot 0{,}1^2\ \text{mm}^2 \cdot \text{m}}{4 \cdot 0{,}0175\ \Omega\text{mm}^2} = 0{,}67$ m. Końcówki emiterów *T3* i *T4* należy odłączyć i połączyć ze sobą bezpośrednio. Między punkt połączenia i miejsce pierwotnego przyłączenia emitera *T3* należy pionowo wlutować nasz rezystor drutowy.

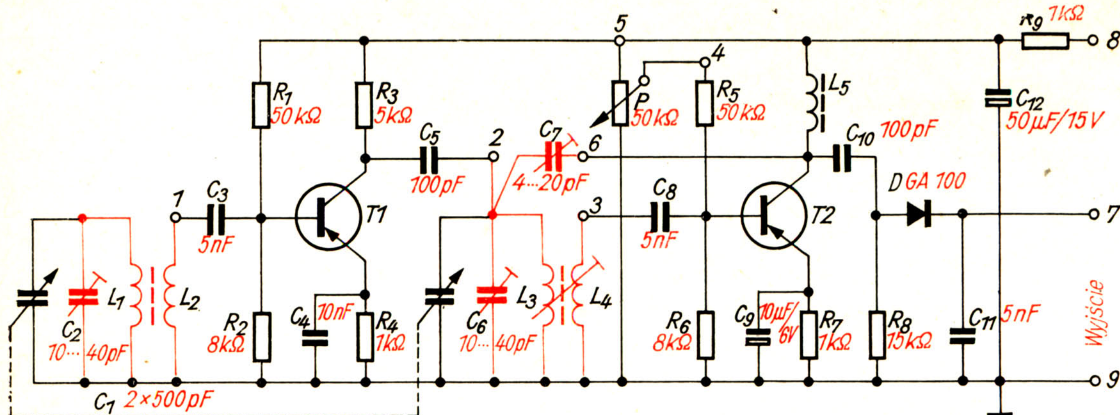
Ciepło wytwarzające się w tranzystorach stopnia końcowego odprowadzamy do rdzenia transformatora wyjścia *Tr2* przez radiator z blachy aluminiowej o grubości 1 mm. Oddzielny radiator nie jest potrzebny, ale połączenie z rdzeniem jest nieodzowne[1]. Takie podzespoły jak potencjometr P_1 (siła głosu), P_2 (tony wysokie), P_3 (tony niskie) oraz głośnik, bateria i wyłącznik nie mogą być umocowane na płytce przewodzącej, ponieważ położenie ich zależy od tego, jaką zastosujemy obudowę.

Na zakończenie kilka wskazówek w sprawie lutowania w obwodach drukowanych: lutownica nie może mieć większej mocy niż 100 W; 30 W wystarcza w zupełności; folia nie może być nagrzana powyżej 250 °C. Dobre połączenie można zrobić w ciągu mniej niż 2 sekund, używając odpowiedniego lutu. Zakończenie lutownicy należy opiłować do kształtu ostrosłupa. Końcówki podzespołów przed zamontowaniem należy pocynować, po zamontowaniu uciąć tuż nad folią, ale nie wyginać. Ułatwia to później demontaż, który czasem jest konieczny. Po lutowaniu oczyszczamy stronę przewodzącą płytki spirytusem i malujemy ponownie wspomnianą poprzednio emalią ochronną.

Budujemy odbiornik dwuobwodowy

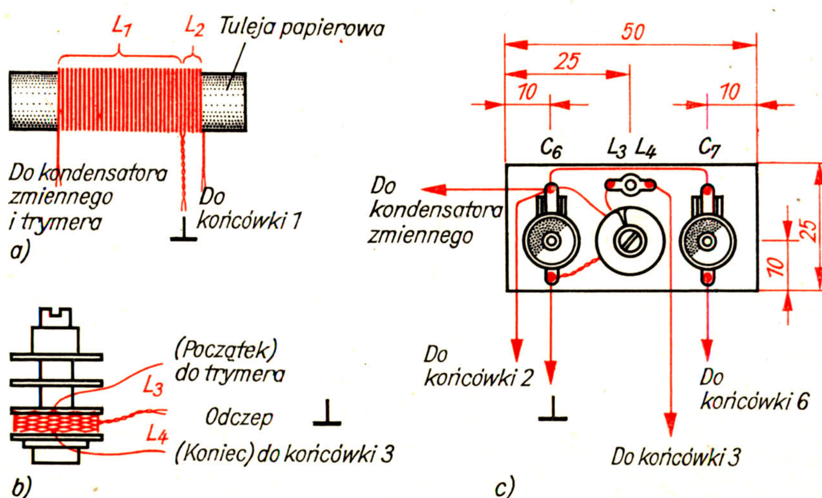
Próba współpracy wzmacniacza przeciwsobnego z adapterem lub odbiornikiem detektorowym wypadła pomyślnie. A teraz zbudujemy odbiornik dwuobwodowy. Jego układ połączeń podany jest na rys. 270. Chodzi tu o

[1] Tranzystory, które mają jedną elektrodę połączoną z obudową (bazę lub kolektor) — nie mogą być chłodzone w ten sposób. Należy wówczas zastosować niewielki radiator.

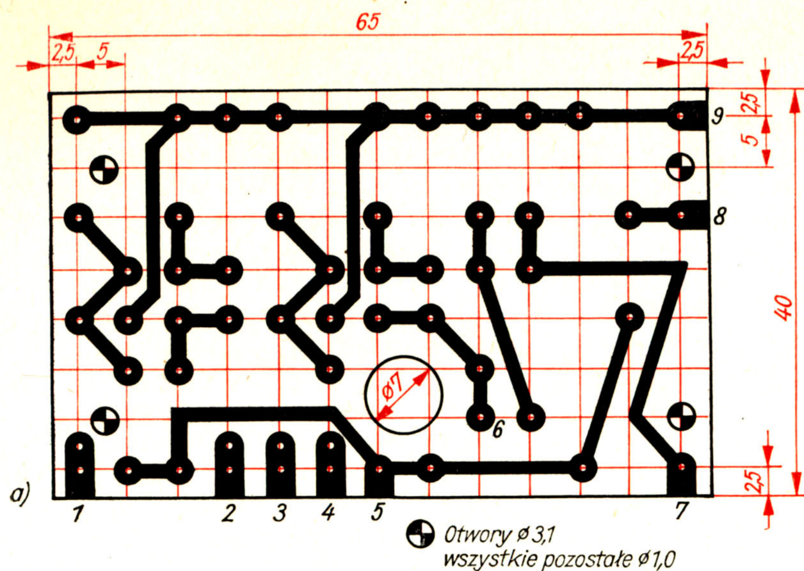


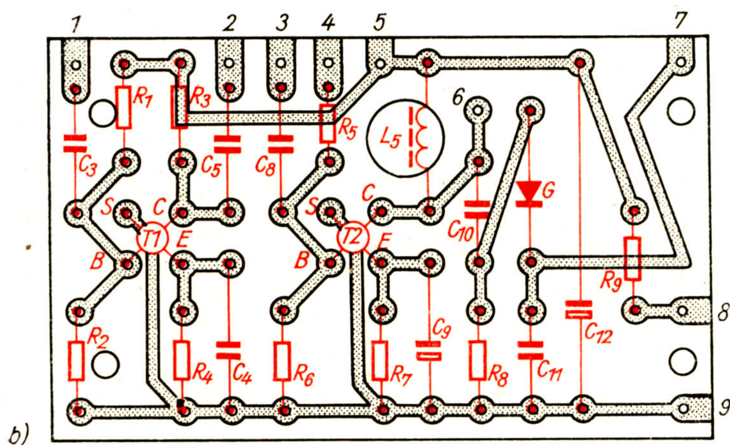
Rys. 270
Układ połączeń tranzystorowego odbiornika dwuobwodowego

dwuobwodowy wzmacniacz w. cz. z dołączonym demodulatorem diodowym. Rozwiązanie to już znamy. Ale w naszym dwuobwodowym odbiorniku lampowym oba obwody rezonansowe stanowiły filtr pasmowy między stopniami lampowymi; tu natomiast pierwszy obwód przyłączony jest do wejścia, a drugi do wyjścia w pierwszym stopniu. Oba są wspólnie strojone kondensatorem zmiennym 2 · 500 pF; zaleca się zastosowanie przekładni. Dla poprawy własności odbiorczych w drugim stopniu zastosowano sprzężenie zwrotne od kolektora tranzystora *T2* przez kondensator sprzężenia zwrotnego C_7 (trymer 4—20 pF) do drugiego obwodu rezonansowego. Sprzężenie zwrotne nastawiamy – podobnie jak w audionie odbiornika kieszonkowego – potencjometrem *P*. Potencjometrem tym można zmieniać wzmocnienie *T2*. Dławik kolektora L_5 jako rezystor roboczy *T2* zapobiega upływowi w. cz. do sieci. Filtr R_9C_{12} zapobiega sprzężeniom akustycznym przez układ zasilania. Jako *T1* i *T2* stosujemy tranzystory w.cz. typu GF 121 (AF 426 itp.). Wzmocnienia prądowe egzemplarzy,



Rys. 271
Cewki odbiornika dwuobwodowego:
a) sposób nawinięcia cewki anteny ferrytowej;
b) sposób nawinięcia cewki obwodu międzystopniowego;
c) budowa obwodu międzystopniowego





Rys. 272
Połączenia elektryczne (a) i rozmieszczenie podzespołów (b) na płyce drukowanej odbiornika dwuobwodowego

które autor zastosował w odbiorniku wzorcowym, wynosiły dla *T1* $B = 75$ i dla T2 $B = 50$.

Cewka obwodu wstępnego nawinięta jest na pręt ferrytowy o średnicy 10 mm i długości 200 mm. L_1 ma 45 zwojów; L_2 5 zwojów nawiniętych licą w. cz. 20 ×0,05. Obie cewki nawinięte są w jednym kierunku na tekturowy korpus. Powinien się on przesuwać na pręcie ferrytowym; dzięki temu można obwód wstępny nastroić w znany sposób. Na korpusie mocujemy listewkę izolacyjną do założenia trymera C_2. Wiemy już, jak to się robi. Dla przypomnienia przeczytamy raz jeszcze wskazówki na stronie 210 (patrz również rys. 233 i 271a). Specjalna cewka antenowa do przyłączenia anteny zewnętrznej nie jest potrzebna, ponieważ czułość odbiornika jest wystarczająca przy dobrym wzmacniaczu m. cz.

Cewki L_3 i L_4 nawijamy jednakowo drutem ∅ 0,2 w dolnej działce trójdzielnego korpusu (wykonanie standardowe); najpierw wykonujemy L_3

o 120 zwojach, a na wierzchu, w tej samej działce, L_4 o 9 zwojach (patrz rys. 271b). Taki sam korpus należy nawinąć cienkim miedzianym drutem emaliowanym dla dławika kolektora L_5. Na korpusie takim mieści się 600 zwojów drutu ∅ 0,2 mm.

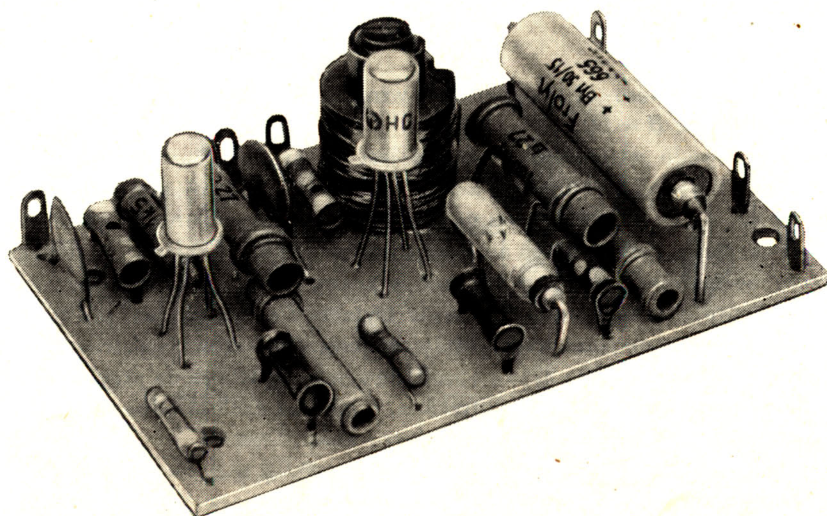
Podobnie jak wzmacniacz m. cz. również i odbiornik montujemy na płytce drukowanej. Wykonanie połączeń przedstawia rys. 272a. Rys. 272b podaje rozmieszczenie podzespołów. W otworze 7 mm umieszczamy dławik kolektora. W przeciwieństwie do połączeń na płytce wzmacniacza – nie przewiduje się tu żadnych większych powierzchni folii miedzianej. W małych punktach można lutować teraz znacznie prędzej niż na dużej płaszczyźnie, ponieważ ciepło nie rozchodzi się tak prędko z miejsca lutowania.

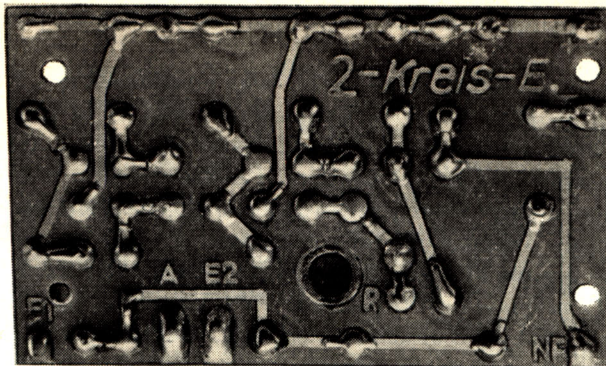
Podzespoły wchodzące w skład obwodów rezonansowych zaznaczone kolorowo na rys. 270 (jak na przykład kondensator zmienny) i potencjometr zostaną umieszczone poza płytką przewodzącą w odpowiednich miejscach wewnątrz obudowy. Rys. 271c daje pojęcie o tym, jak w sposób celowy rozmieścić L_3, L_4, C_6 i C_7. Płytka izolacyjna ma grubość 2—3 mm. Równie łatwo można wykonać odbiornik dwuobwodowy na inny zakres fal.

A oto dane cewek:

Zakres	L	L_1/L_2	L_3/L_4
fale długie	2 mH	150/15 zwojów 20 · 0,05 na pręcie ferrytowym	380/27 zwojów ∅ 0,2 mm na korpusie trójdzielnym
fale krótkie	1,3 μH	4/1 zwojów ∅ 1,0 mm na pręcie ferrytowym	12/1 zwojów ∅ 0,4 mm na korpusie 8 · 30

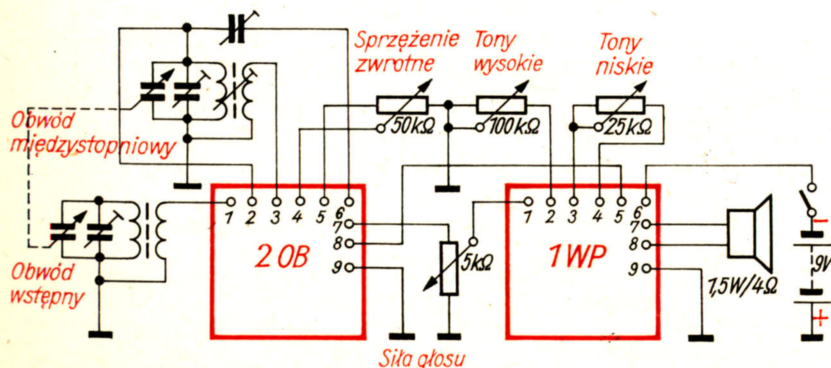
Rys. 273
Tak wygląda zmontowana płytka drukowana odbiornika tranzystorowego dwuobwodowego





Rys. 274
Płytka odbiornika dwuobwodowego widziana od strony połączeń

Rysunki 273 i 274 przedstawiają gotową płytkę przewodzącą odbiornika dwuobwodowego od strony montażu podzespołów i od strony połączeń. Połączenie wzmacniacza przeciwsobnego 1 W (*1WP*) z odbiornikiem dwuobwodowym (*2OB*) w jedną całość w postaci odbiornika przenośnego (wariant pierwszy) podaje rys. 275. Widzimy również raz jeszcze, jak należy połączyć podzespoły nie zamocowane na płytkach.
Strojenie odbiornika dwuobwodowego powinniśmy przeprowadzić bez trudu. Jeśli nam się to nie uda, wróćmy na stronę 184. A oto w skrócie tok postępowania: miernik rezonansowy pracuje w położeniu wyłącznika „*S*", przy 510 kHz należy stroić indukcyjnie (przesuwanie cewki i obracanie rdzenia), przy 1600 kHz należy stroić pojemnościowo (trymer); powtórzyć to wielokrotnie, zakończyć na trymerze. Nasz nadajnik pomiarowy nastawiamy tak daleko od odbiornika, aby przy całkowicie otwartym potencjometrze siły głosu, warkot („brum") był dobrze słyszalny. Na zakończenie należy nastawić stopień sprzężenia zwrotnego za pomocą trymera C_7. W tym celu rotor kondensatora zmiennego należy całkowicie wsunąć w stator (największa pojemność); ślizgacz potencjometru *P* znajduje się na końcówce bieguna ujemnego. Zwiększamy pojemność C_7 aż do powstania sygnału, a następnie ponownie nieco zmniejszamy.



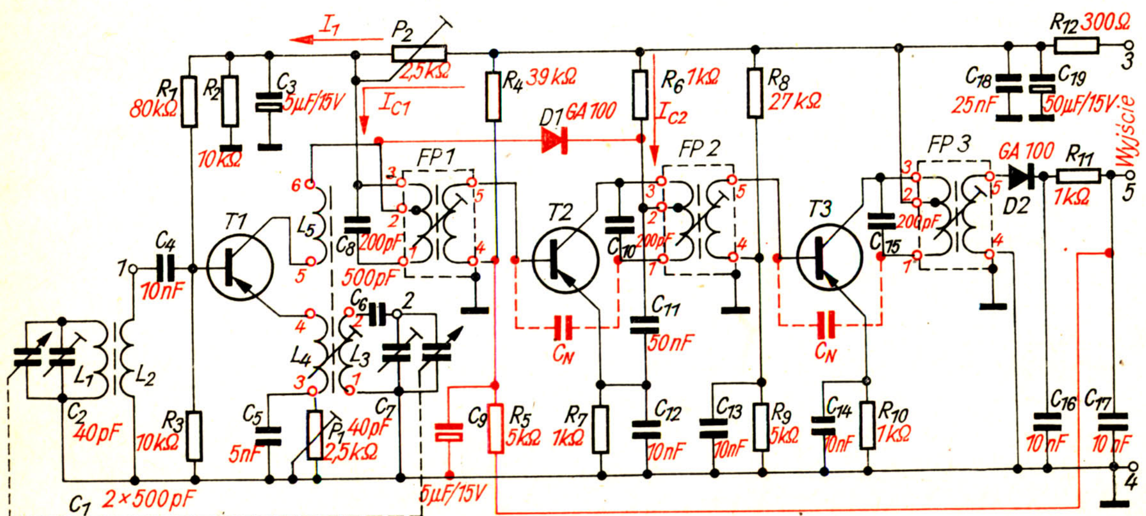
Rys. 275
Schemat blokowy odbiornika przenośnego, wariant 1

Z kolei budujemy odbiornik tranzystorowy typu super

Układ połączeń takiego odbiornika przedstawia rys. 276. Odebrany sygnał przenosi się z obwodu wstępnego z cewką L_1 na pręcie ferrytowym przez cewkę sprzęgającą L_2 i kondensator C_4 do bazy tranzystora *T1*, który pracuje jako stopień mieszacza i zarazem generator. Stopień ten nazywany jest dlatego inaczej *samowzbudnym stopniem mieszacza*. Najpierw rozważymy działanie *T1* jako mieszacza. R_2 i P_2 stanowią dzielnik napięcia za pomocą którego nastawiany jest punkt pracy *T1*. W obwodzie kolektora *T1* znajduje się filtr pasmowy *FP1*, nastrojony na p. cz. 470 kHz. Zawiera on tylko jeden obwód rezonansowy, podobnie jak filtry *FP2* i *FP3*. Cewki rezonansowe mają odczepy, wskutek czego tłumienie jest niewielkie. Budowa dwustopniowego wzmacniacza p. cz. z tranzystorami *T2* i *T3* nie jest specjalnie trudna; obwód detektora z filtrem p. cz. $C_{16}R_{11}C_{17}$ stanowi również znany układ. Składowa stała m. cz. przenosi się przez filtr m. cz. R_5C_9 do bazy pierwszego tranzystora p. cz. i zapewnia automatyczną regulację wzmocnienia. Na ten temat mówiliśmy więcej na stronie 202. W przeciwieństwie do regulowanego wzmacniacza p. cz. lampowego, tutaj napięcie regulowane musi być jednak dodatnie.

Aby nie przesterować wzmacniacza p. cz. przy bardzo silnych stacjach, dalszą regulację zapewnia dioda *D1*. Napięcie przyłożone do *D1* stanowi różnicę spadków napięcia na P_2 i R_6. Przyjmijmy, że przez *T1* płynie prąd kolektora $I_{C1} = 1$ mA, przez *T2* prąd $I_{C2} = 0{,}7$ mA. I_{C2} wywołuje na rezystorze kolektora R_6 spadek napięcia $U_2 = R_6 \cdot I_{C2} = 1\ \text{k}\Omega \cdot 0{,}7\ \text{mA} = 0{,}7\ \text{V}$; I_{C1} płynie wraz z prądem skrośnym dzielnika napięcia z R_1R_3 i R_2. Wynosi on $I_1 \approx 1$ mA. I_{C1} płynie przez rezystor regulacyjny P_2. Gdy jest on nastawiony na $R_{p2} = 0{,}23\ \text{k}\Omega$, to spadek napięcia na nim wynosi $U_1 = R_{p2} \cdot (I_1 + I_{C1}) = 0{,}23\ \text{k}\Omega \cdot 2\ \text{mA} = 0{,}46\ \text{V}$.

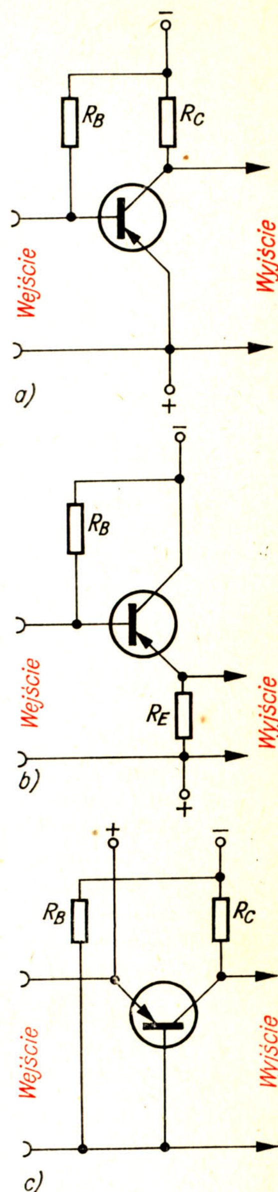
Jeśli potraktujemy teraz napięcie przyłożone do anody diody *D1* $U_1 = 0{,}46$ V jako potencjał zerowy diody, to jej katoda będzie miała napięcie



Rys. 276
Układ połączeń odbiornika tranzystorowego typu super

wstępne dodatnie $U = U_2 - U_1 = 0,7\ V - 0,46\ V = 0,24\ V$. Dioda regulacyjna nie przewodzi. Jest to stan normalny.

Jednak w przypadku bardzo silnej stacji rośnie przyłożone do bazy $T2$ dodatnie napięcie wstępne wyprostowane przez detektor $D2$ wraz z filtrem R_5C_9. Prąd kolektora spada wówczas na przykład do 0,3 mA. Spadek napięcia na R_6 wyniesie w takim przypadku już tylko $U_2 = 1\ k\Omega \cdot 0,3\ mA = 0,3\ V$. Katoda diody otrzymuje w tej sytuacji napięcie wstępne $U = U_2 - U_1 = 0,3\ V - 0,46\ V = -0,16\ V$ i dlatego działa przewodząco. Jej rezystancja, bardzo teraz mała, poprzez kondensatory C_{11}, C_{12} i C_3 bocznikuje dla sygnału w. cz. górną część uzwojenia cewki obwodu rezonansowego filtru *FP1* i tłumi w ten sposób silnie obwód p. cz. Wzmocnienie poprzedniego stopnia (mieszacza) zmniejsza się; jednocześnie szerokość pasma wzmacniacza p. cz. nieco wzrasta.



Rys. 277
Układy połączeń tranzystora:
a) układ ze wspólnym emiterem (OE);
b) układ ze wspólnym kolektorem (OC);
c) układ ze wspólną bazą (OB)

Tranzystor spełnia jednocześnie dwie funkcje

Na rys. 277 rozpatrzymy najpierw trzy możliwe układy połączeń tranzystora. Do tej pory stosowaliśmy przede wszystkim *układ ze wspólnym emiterem* (tzw. OE).

Układ ten nazywa się tak, ponieważ emiter włączony jest jednocześnie na wejście i wyjście.

Tranzystory mogą poza tym pracować również w układzie *wspólnej bazy* (tzw. OB) i *wspólnego kolektora* (tzw. OC). Główne cechy charakterystyczne zestawiono poniżej:

	układ ze wspólnym emiterem (OE)	układ ze wspólnym kolektorem (OC)	układ wspólną bazą (OB)
wzmocnienie prądowe	10—300	10—300	< 1
wzmocnienie napięciowe	10—30	< 1	≈ 10
wzmocnienie mocy	do 10000	do 1.000	do 1.000
rezystancja wejściowa	1—5 kΩ	0,01—1 M	10—50
rezystancja wyjściowa	≈ 10 kΩ	≈ 1 kΩ	≈ 100 kΩ

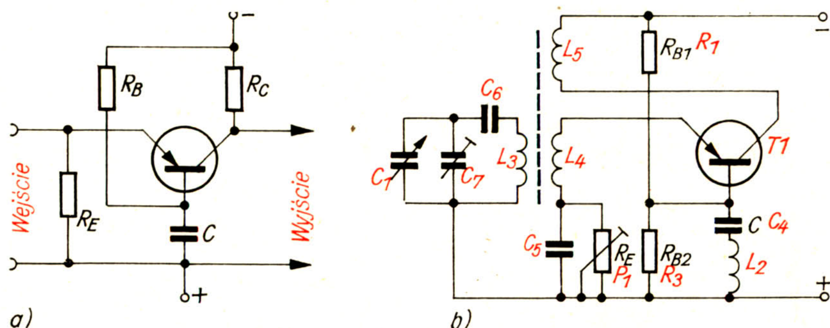
Zestawienie to świadczy o tym, że układ emiterowy ma na ogół w stosunku do pozostałych wyraźną przewagę. To stwierdzenie pokrywa się z naszymi dotychczasowymi doświadczeniami. Ale i pozostałe układy znajdują zastosowanie. Jeżeli na przykład mikrofon krystaliczny lub głowica adapteru płytowego o dużej rezystancji wewnętrznej ma być przyłączona do wzmacniacza, to trzeba tutaj także dopasować rezystancję wejściową wzmacniacza do rezystancji źródła napięcia. Nadaje się do tego układ ze wspólnym kolektorem; stosuje się go przeważnie jako *transformator impedancji* dla dopasowania wysokoomowych źródeł do niskoomowych wejść (wzmacniacz w układzie emiterowym).

Układ ze wspólną bazą wydaje się początkowo najmniej korzystny spośród wszystkich trzech, a to z powodu jego bardzo małej rezystancji wejścio-

wej. Ale mimo to ma on również zaletę nie do pogardzenia: tranzystor w układzie bazowym nadaje się do pracy przy częstotliwościach daleko wyższych niż w układzie OE czy OC. Dlatego ten układ jest prawie wyłącznie stosowany w technice w. cz. Ma to również miejsce w samowzbudnym stopniu mieszacza naszego odbiornika. Jako mieszacz pracuje *T1* w układzie emiterowym, jako generator zaś w bazowym.

W układzie bazowym według rys. 277 jest pewna niedogodność: biegun dodatni łączy wejście i wyjście stopnia tranzystorowego, ponieważ dotychczasowa „masa" nie jest włączona w obwód. Osiągamy to jednak włączając w układ bazowy kondensator *C*, R_B łączymy bezpośrednio z bazą i równolegle do wejścia włączamy rezystor emitera R_E. Dla prądu zmiennego, który ma być wzmocniony, kondensator bazowy ma reaktancję taką, że możemy ją pominąć. Biegun dodatni można obecnie ponownie dołączyć do wspólnego przewodu, połączonego z masą, ponieważ kondensator oddziela napięcie stałe od bazy. Tak zmieniony układ bazowy przedstawia rys. 278a. R_E nie jest potrzebny, jeśli na wejściu umieszczony jest transformator dopasowujący; prąd emitera płynie wówczas przez uzwojenie wtórne.

Wzmacniacz może stać się generatorem; dowiedzieliśmy się o tym na stronie 129. Na wejściu włączamy obwód rezonansowy; z wyjścia przez sprzężenie zwrotne doprowadzamy energię drgań z powrotem do obwodu wejściowego dla odtłumienia. Na rys. 278b przedstawiony jest generator w układzie bazowym. Bez trudu porównamy go z rys. 276.

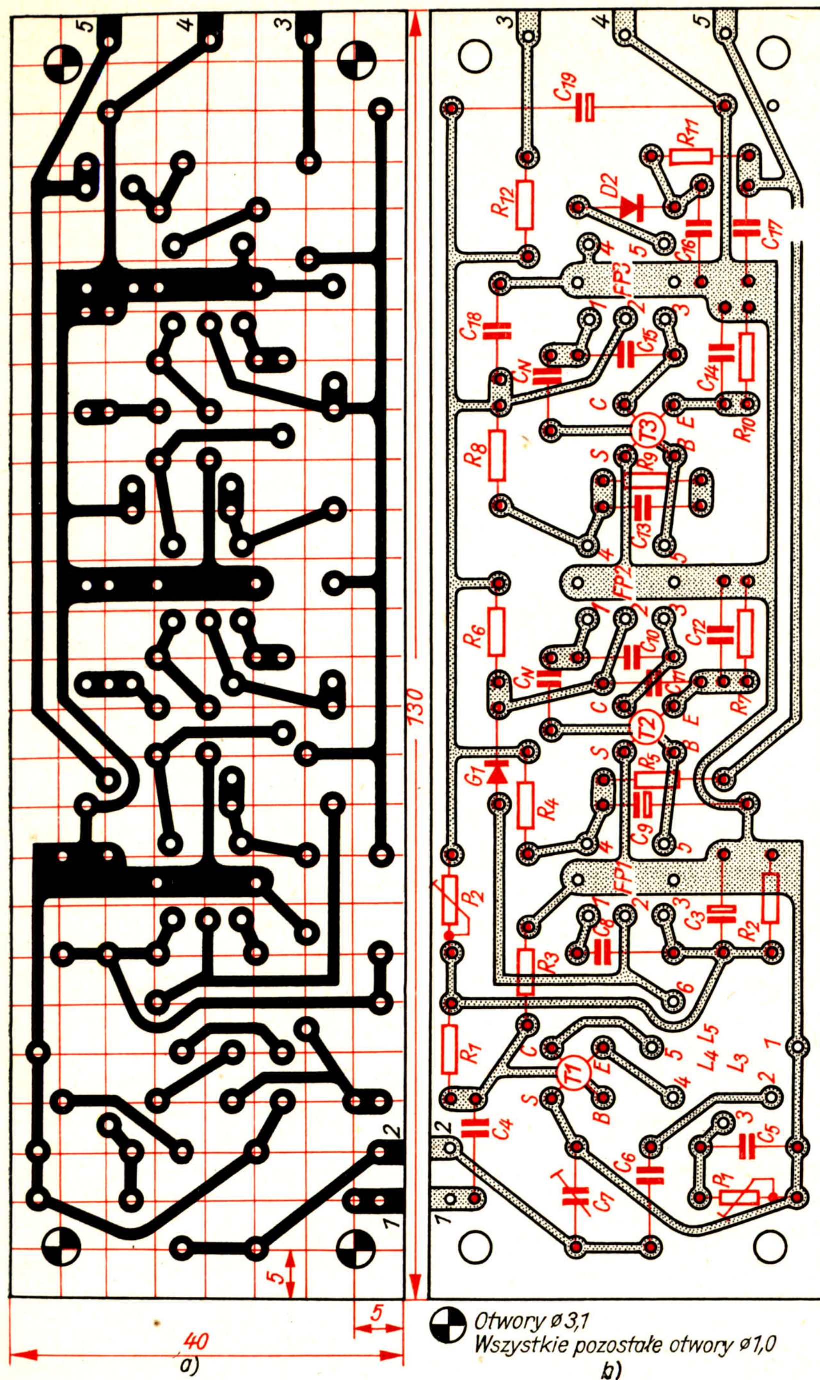


Rys. 278
Generator w układzie ze wspólną bazą:
a) układ ze wspólną bazą zmodyfikowany;
b) w ten sposób ze wzmacniacza w układzie OB powstaje generator

Budujemy odbiornik typu super

Układ połączeń i rozmieszczenie podzespołów pięcioobwodowego odbiornika tranzystorowego typu super przedstawia rys. 279. Jako filtru pasmowego użyjemy najlepiej filtru „Sternchen", mianowicie jako *FP1* i *FP2* – z oznaczeniem czerwonym, jako *FP3* – z zielonym. Aby nawinąć je samemu (najlepiej na korpusie cewki „Sternchen"), należy zacząć od końcówki 3. Nawijamy 45 zwojów przewodu miedzianego ∅ 0,1 mm, następnie wyprowadzamy końcówkę 2 (odczep) i w tym samym kierunku nawijamy dalsze 95 zwojów. Na zakończenie lutujemy końcówkę 1. Na to nakładamy cewkę sprzężenia o 10 zwojach przewodu ∅ 0,1 mm dla *FP1* i *FP2*; cewka sprzężenia dla *FP3* zawiera 25 zwojów ∅ 0,1 mm.

Filtry należy otworzyć (w przypadku samodzielnego przewijania) w sposób



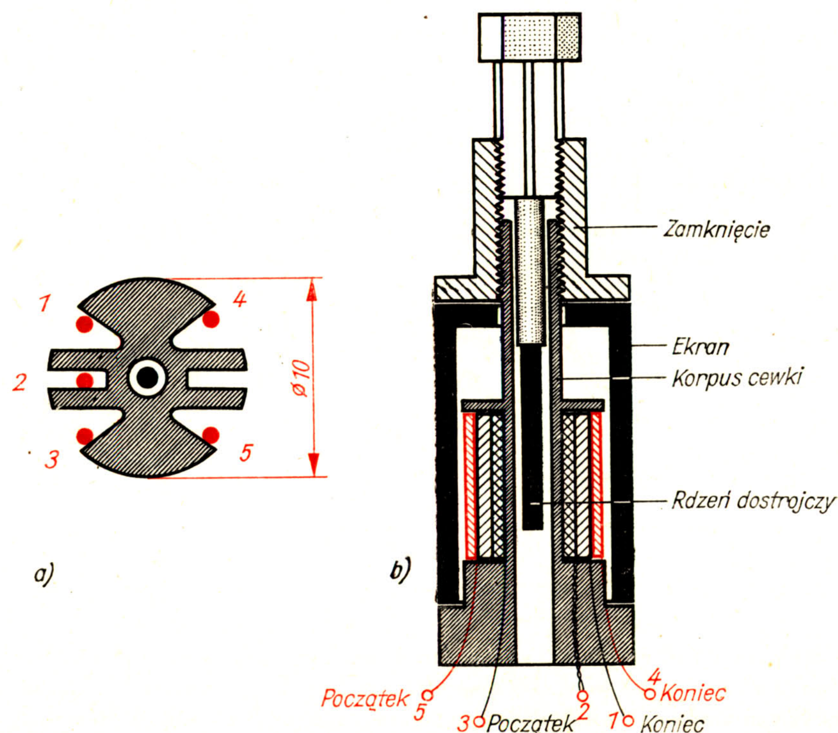
Rys. 279
Połączenia elektryczne (a) i rozmieszczenie podzespołów (b) na płytce drukowanej odbiornika typu super

następujący: zdjąć osłonę – za pomocą grubej igły do szycia przejechać dookoła korpusu cewki wzdłuż linii oddzielającej stopkę filtru od nakładki i zdjąć nakładkę – zdjąć cylinder, o ile nie został wyjęty wraz z nakładką–

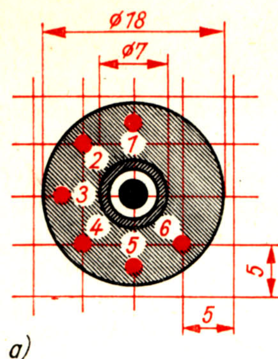
patyczkiem (zapałką) zdjąć parafinę z cewki – odwinąć. Lutując końce przewodów do kołków, chwytamy je płaskoszczypcami, aby szybko odprowadzić ciepło. Trzeba szybko lutować, ponieważ w przeciwnym razie termoplastyczna obudowa filtru zmięknie i kołek przyłączeniowy nie będzie się mocno trzymał.

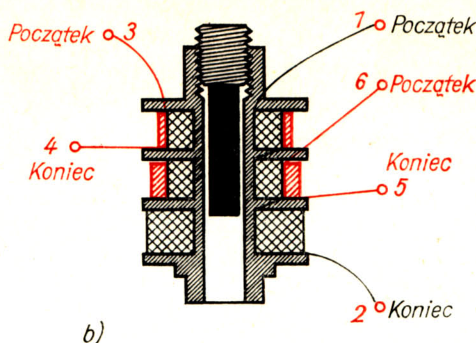
Komu to wyda się zbyt żmudne – pracę trzeba wykonać patrząc przez szkło powiększające – to może nawinąć filtry na małe rdzenie kubkowe według rys. 12. Obie środkowe przekładki ostrożnie odłamujemy, wygładzamy korpus cewki drobnym pilnikiem i nawijamy – zaczynając od końcówki „3" – 90 zwojów drutu ∅ 0,15 mm, wykonujemy odczep i nawijamy następnie jeszcze 190 zwojów. Cewka sprzęgająca w *FP1* i *FP2* zawiera 25 zwojów drutu ∅ 0,15 w *FP3* – 50 zwojów. Rys. 280 przedstawia układ nawijania i doprowadzeń filtrów własnej roboty.

Rys. 281b stanowi instrukcję nawijania cewki generatora. Do wykonania cewki użyjemy korpusu typowego, trójdzielnego. Najpierw nawiniemy cewkę obwodu rezonansowego L_3 o 85 zwojach z licy w w. cz. 20×0,05. Zaczynamy od końcówki „1". W górnej działce nawijamy 22 zwoje, w środkowej również 22, w dolnej resztę, to znaczy 41. Następnie nawijamy cewkę sprzęgającą L_4, drutem ∅ 0,2 mm w działce górnej, na pierwszej części L_3. Ponieważ rezystancja wejściowa układu bazowego jest bardzo mała, zatem cewka ta może mieć tylko kilka zwojów; 4 zwoje wystarczą. Na zakończenie nawijamy w działce środkowej na drugiej części cewki L_3 cewkę sprzężenia zwrotnego L_5. Składa się ona z 13 zwojów drutu ∅ 0,2mm.



Rys. 280
Wykonanie filtru pasmowego:
a) schemat doprowadzeń (widok z dołu);
b) schemat nawinięcia i budowa





Rys. 281
Sposób nawinięcia cewki generatora:
a) schemat doprowadzeń (widok z dołu);
b) sposób nawinięcia

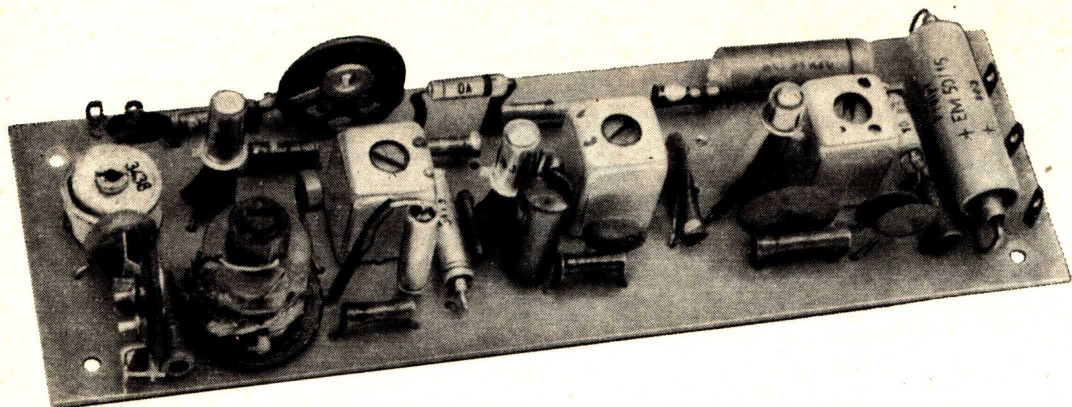
Gotową cewkę generatora naklejamy na krążek z płytki izolacyjnej o grubości 3 mm i średnicy zewnętrznej 18 mm (por. 281a). Płytkę uprzednio przewiercamy; jako szablon służy nam płytka połączeniowa. W otwory 1 do 6 wciskamy kołki o długości 10 mm; wystają one spod krążka (w dół) około 3 mm. Do tych kołków lutujemy końcówki cewki.
Skoro zgromadziliśmy już wszystkie podzespoły, można rozmieścić je na płytce połączeniowej. Nie wlutujemy jeszcze diody regulacyjnej *D1* i obu kondensatorów C_N zwanych przeciwsprzężeniowymi albo *neutralizującymi*. Jako tranzystory odbiornika superheterodynowego wchodzą w rachubę następujące typy:

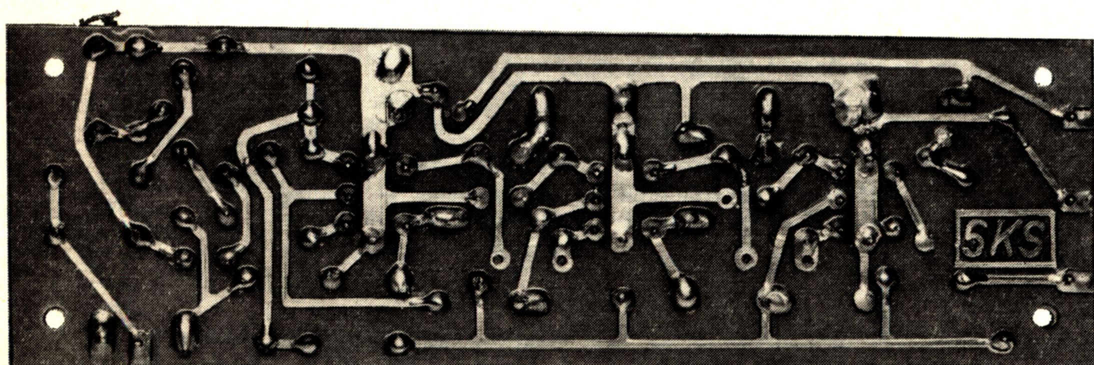
T1: GF 120, GF 121, GF 122, AF 426, AF 428
T2 i *T3*: GF 100, GF 105, AF 429, AF 430 albo takie jak dla *T1*.

Stosując tranzystory stopowo-dyfuzyjne, tzw. dryftowe, np. GF 120 lub AF 429 w stopniach p. cz. możemy wyeliminować kondensatory neutralizujące C_N. W odbiorniku wzorcowym autor użył następujących tranzystorów:

T1: GF 122b (B = 120),
T2: GF 122 (B = 60),
T3: GF 105 (B = 150).

Rezystory dzielnika napięcia bazowego R_4 i R_8 zależą od współczynnika wzmocnienia prądowego zastosowanego tranzystora; należałoby najpierw zastąpić je rezystorami zmiennymi 100-kiloomowymi. Rezystorem R_8 należy nastawić napięcie emitera *T3* równe 1 V (mierzyć na R_{10}); rezystorem R_4 należy nastawić dla *T2* spadek napięcia na R_7 równy 0,7 V. W tym celu prowizorycznie lutujemy rezystor 5 kΩ do końcówek przyłączeniowych 4 i 5 na płytce montażowej. Następnie mierzymy wartości R_4 i R_5, zamieniamy rezystory zmienne na odpowiednie rezystory stałe i odlutowujemy również rezystor 5 kΩ. Rys. 282 i 283 przedstawiają gotową płytkę połączeniową odbiornika od strony podzespołów i od strony połączeń.
Rys. 284 podaje połączenie odbiornika typu super pięcioobwodowego (*5 OB*) ze wzmacniaczem m. cz. (*1 WP*) dla wariantu 2 odbiornika przenośnego. Jako cewkę obwodu wstępnego zastosujemy antenę ferrytową odbiornika dwuobwodowego. Wzmacniacz m. cz. można odłączyć od części w. cz. za pomocą dwubiegunowego przełącznika Prz_1. Można wówczas





Rys. 282
Tak wygląda zmontowana płytka drukowana odbiornika tranzystorowego typu super

Rys. 283
Płytka odbiornika typu super widziana od strony połączeń

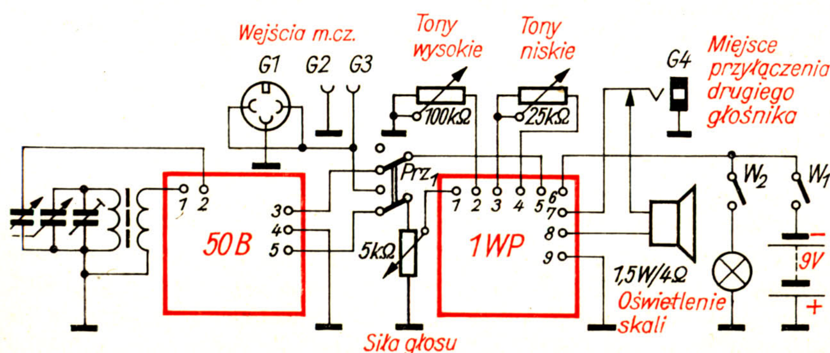
dołączyć inne źródło m. cz.: magnetofon lub adapter płytowy przez gniazdko diodowe *G1* lub inny typ odbiornika przez gniazdko radiowe *G2* i *G3*. W obwodzie głośnika 7 znajduje się gniazdko, które pozwala na dołączenie drugiego głośnika. Głośnik wbudowany w aparat wyłączy się wówczas samoczynnie. Jeśli stosujemy skalę liniową, warto wprowadzić jej oświetlenie. Aby żarówka nie obciążała niepotrzebnie baterii, zastosujemy wyłącznik W_2.
Nastrojenie odbiornika nie powinno sprawić większych trudności. W przewód minusowy między wzmacniaczem m. cz. a częścią w. cz. włączamy miliamperomierz, aby wyłączyć urządzenie, jeśli prąd będzie za duży. Pobór prądu odbiornika wynosi około 3,4 mA. Najpierw należy nastroić trzy filtry pasmowe na częstotliwość pośrednią. Nasz miernik rezonansowy pracuje z wyłącznikiem w położeniu „*S*“ jako modulowany nadajnik wzorcowy na częstotliwości 470 kHz, ślizgacze obu potencjometrów P_1 i P_2 stoją w przybliżeniu w położeniu środkowym, regulator siły głosu jest całkowicie otwarty. Wystarcza wprowadzić p. cz. przez antenę ferrytową. Najpierw nastawiamy *FP3* na maksymalny „brum“ (warkot), następnie *FP2*, a w końcu *FP1*. Podczas tego strojenia trzeba odsuwać miernik rezonansowy coraz dalej od odbiornika, aby nie został on przesterowany albo żeby tranzystory nie zostały uszkodzone. Poza tym zaleca się równo-

legle do regulatora siły głosu włączyć woltomierz, który natychmiast wskaże występujące samowzbudzenie wzmacniacza p. cz. Bez sygnału wejściowego p. cz. można w tym przypadku mierzyć napięcia rzędu wielu woltów. Oba stopnie p. cz. trzeba następnie zneutralizować przez kondensatory o pojemności maksimum 10 pF.

Jeśli za pomocą samych kondensatorów nie można usunąć skłonności wzmacniacza p. cz. do samowzbudzania, wówczas w miejsce kondensatora C_N włączamy trymer o pojemności końcowej około 10 pF w szereg z rezystorem nastawnym o wartości 5 kΩ. Trymer nastawiamy na najmniejszą pojemność, a rezystor na największą wartość. Przez stopniowe powiększanie pojemności i jednoczesne zmniejszanie rezystancji poszukujemy miejsca, w którym wzbudzanie się zostanie przerwane. Trymer i rezystor zmienny zastępujemy w końcu przez kondensator stały i stały rezystor. Jak już wspomniano, przy zastosowaniu tranzystorów stopowo-dyfuzyjnych neutralizacja jest zbędna. W odbiorniku wzorcowym zbudowanym przez autora zastosowano tranzystor stopowo-dyfuzyjny GF 105 w ostatnim stopniu p. cz., co również eliminuje potrzebę neutralizacji.

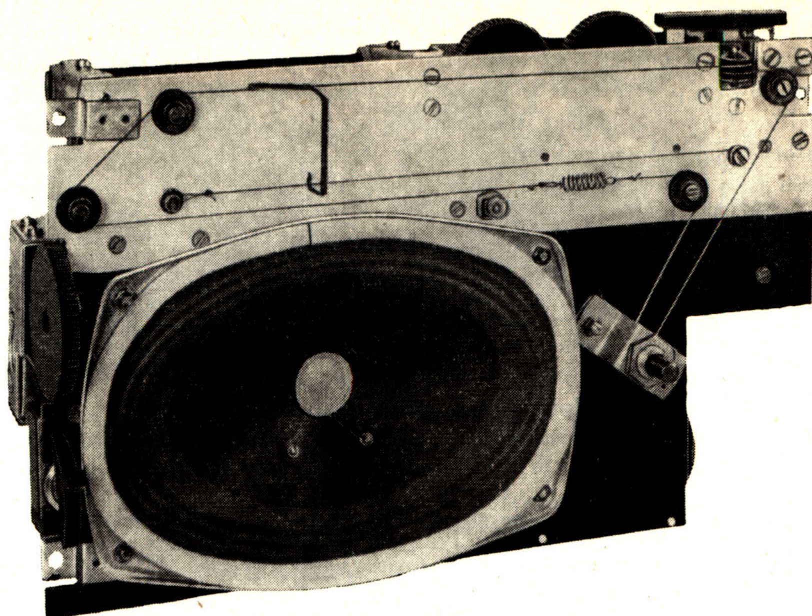
Następnie sprawdzamy, czy generator wytwarza sygnał. Jako przyrząd kontrolny posłuży nam oscyloskop. Do wzmacniacza pomiarowego nastawionego na maksymalne wzmocnienie dołączamy cewkę sprzęgającą o 30 zwojach; którą zbliżamy do cewki generatora. Jeśli również po zmniejszeniu rezystancji potencjometru emitera P_1 nie wystąpi sygnał w jakimkolwiek położeniu kondensatora zmiennego, to trzeba zmienić biegunowość cewki sprzężenia zwrotnego. P_1 i P_2 należy najpierw nastawić tak, żeby generator pracował nienagannie w całym zakresie strojenia.

Strojenie obwodu generatora i obwodu wstępnego rozpoczynamy od cewki generatora przy 510 kHz. Miernik rezonansowy pracuje znów jako modulowany nadajnik wzorcowy. Następnie przesuwamy cewkę wzdłuż pręta ferrytowego do maksimum natężenia dźwięku. Następnie otwieramy maksymalnie rotory kondensatora zmiennego i poszukujemy maksimum przy 1600 kHz przez nastawienie trymera generatora i trymera obwodu wstępnego. Powtarzamy to jeszcze dwukrotnie. Następnie nastawiamy miernik rezonansowy na 600 kHz, poszukujemy ,,brumu'' (warkotu) kręcąc kondensatorem zmiennym i stroimy obwód wstępny (cewką) na maksimum. Wreszcie robimy to samo przy 1300 kHz (trymer obwodu

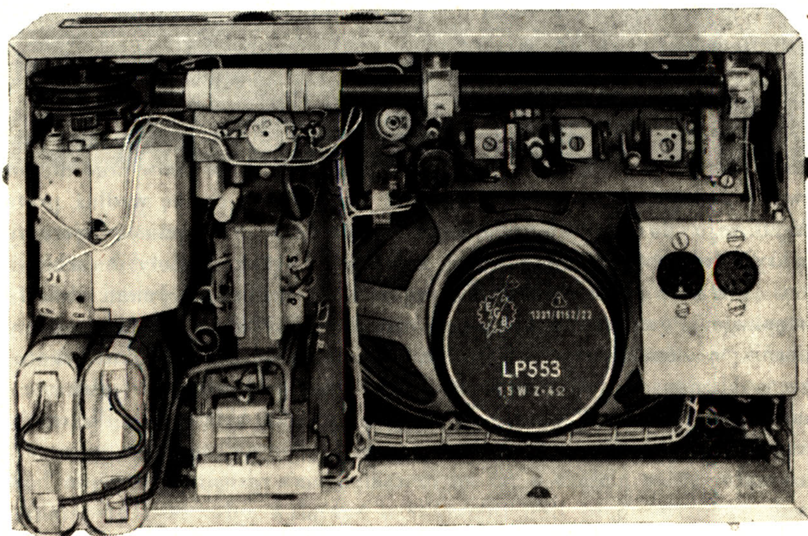


Rys. 284
Schemat blokowy odbiornika przenośnego, wariant 2

Rys. 285
Płytka montażowa odbiornika przenośnego z przodu; widoczny głośnik i napęd skali

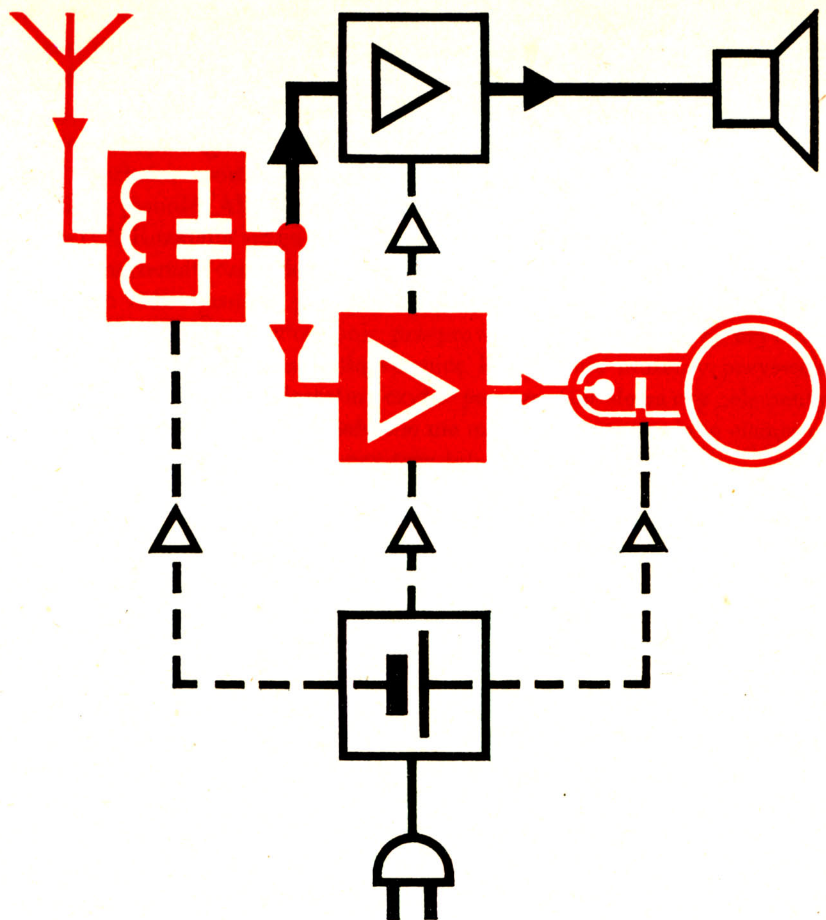


Rys. 286
Rozmieszczenie podzespołów na płytce montażowej odbiornika przenośnego (widok wnętrza obudowy)



wstępnego) i powtarzamy wszystkie zabiegi kilkakrotnie. Niezbędne korekty przeprowadzamy, strojąc odbiornik na różne stacje.
Na zakończenie nastawiamy potencjometry P_1 i P_2. Nastawiamy stację lokalną i mierzymy spadek napięcia U_2 na rezystorze kolektora R_6. W czasie kręcenia kondensatorem zmiennym musi on przejść przez minimum, które zapamiętamy albo zaznaczymy. Następnie mierzymy napięcie U_1 na P_2. Musi ono być nieco większe od U_{2min}. Jeśli jest za małe, to trzeba

zmniejszyć nastawienie P_1, a P_2 w pewnych warunkach powiększyć. Wartości podane na str. 260 zostały zmierzone na przyrządzie wzorcowym i mogą służyć jako punkty orientacyjne.
Jeżeli znaleźliśmy właściwe nastawienie, to wlutujemy diodę regulacyjną *D1*. Nasz super tranzystorowy jest całkowicie zmontowany. Rys. 285 i 286 pokazują przykładowo, jak można umieścić odbiornik w skrzynce. Odbiornik wzorcowy umieszczono w obudowie odbiornika „Stern 11".



Telewizja

18. Poznajemy podstawy telewizji

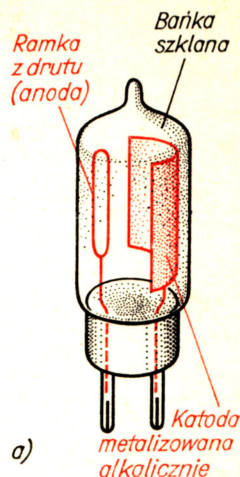
Telewizja należy do najważniejszych zdobyczy techniki naszych czasów. Zyskuje ona na znaczeniu jako środek masowego przekazu i staje się ważnym nośnikiem informacji w przemyśle. Zakres stosowania urządzeń telewizyjnych w przemyśle, nauce, ruchu drogowym i w technice wojskowej rozszerza się stale.

Wiedza zdobyta w dziedzinie elektroakustyki i doświadczenia zebrane przy budowie urządzeń umożliwiają nam poznanie zasad przesyłania wizji. Kilka doświadczeń zapewni głębsze zrozumienie podstaw fizycznych telewizji.

Przypomnijmy sobie raz jeszcze budowę urządzenia mikrofonowego. Mikrofon przekształca fale głosowe na drgania prądu elektrycznego, a więc na impulsy elektryczne. Są one wzmacniane i dostają się następnie do głośnika, którego membrana zamienia impulsy elektryczne z powrotem na fale głosowe. Zupełnie analogicznie powinno być zbudowane urządzenie do przenoszenia wizji. Ale mikrofon nie reaguje na natężenie światła, a głośnik nie jest źródłem światła. Dlatego mikrofon i głośnik należy zastąpić innymi podzespołami, które reagują na światło lub są źródłem światła.

W naszym doświadczalnym urządzeniu telewizyjnym przetwarzanie zmian światła na zmiany prądu będzie odbywać się w *fotokomórce*. Jej elektrody są – podobnie jak w lampie elektronowej – umieszczone w bańce szklanej o bardzo niewielkim ciśnieniu. Ścianki bańki są od środka naparowane do połowy warstwą metalu ziemi alkalicznej; wewnątrz znajduje się ramka lub siatka z drutu. Na rys. 287a podano budowę fotokomórki, na rys. 287b – symbol graficzny. Jeśli jak na rys. 287c, do warstwy naparowanej (katody) przyłożyć biegun ujemny, a do drutu (diody) biegun dodatni źródła napięcia, to popłynie prąd przy niewielkiej ilości światła – mały, a przy dużej – większy. Na rezystorze roboczym prąd fotokomórki wywołuje spadek napięcia, który można dalej przekazać i wzmocnić. Wynika to z pewnej właściwości metali ziem alkalicznych. Polega ona na tym, że naświetlanie metalu powoduje emisję elektronów. W przeciwieństwie do emisji cieplnej w lampach elektronowych, tutaj mówimy o *fotoemisji*. Wykonywane są przeważnie fotokatody potasowe i cezowe.

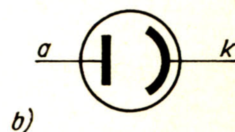
Włączmy w myśli taką fotokomórkę zamiast mikrofonu na wejście wzmacniacza. Przed nią znajduje się przezrocze, prześwietlone żarówką. Z jasnych miejsc obrazu wpada do fotokomórki bardzo dużo światła, z ciemnych – mniej. W fotokomórce płynie prąd stały co do wartości zależny od średniej wielkości światła przechodzącego przez przezrocze. Ale cóż z tego? Prąd o stałej wartości spowodowałby w urządzeniu odbiorczym tylko pewną określoną jasność. Aby uzyskać obraz ze szczegółami, trzeba go odczytać „na raty". Rozkłada się go na małe elementy, tzw. *punkty obrazu* (nie są to punkty matematyczne, lecz małe powierzchnie kwadratowe) i dopiero wtedy ich różne jasności przesyła się w odpowiedniej kolejności do urządzenia odtwarzającego. Podobnie przeprowadzamy analizę przy czytaniu pisma. Rzucając okiem na całą stronicę książki, nie możemy przyswoić sobie jej treści. Zmuszeni jesteśmy czytać poszczególne słowa czy „elementy pisma", wiersz po wierszu. Właściwie nie ma znaczenia, czy jako elementy traktujemy pojedyncze litery, czy trzy lub cztery słowa.

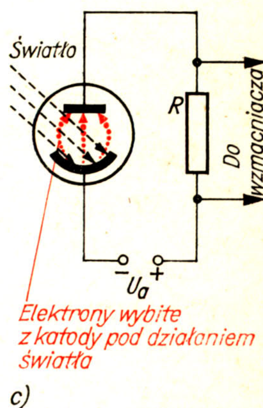


Drogę wskazał Nipkow

W podobny sposób jak oko przy czytaniu, nasza fotokomórka powinna poruszać się przed przezroczem. Byłoby to technicznie całkowicie możliwe, gdyby nie fakt, że w przeciwieństwie do czytania, czas trwania analizy obrazu jest ograniczony. Urządzenie telewizyjne musi dokonać analizy obrazu tak szybko, żeby zostało wywołane wrażenie, iż wszystkie szczegóły są przekazywane równocześnie. Na pewno widzieliśmy rozmazane źródła światła szybko poruszające się w ciemności. Chociaż wiemy dobrze, że źródło światła może znajdować się naraz tylko w jednym miejscu, odnosimy wrażenie, jakby znajdowało się ono w bardzo wielu miejscach. Przyczyną tego jest bezwładność naszego wzroku. Zmiany, które zachodzą w czasie mniejszym od jednej dziesiątej części sekundy, nie są oddzielnie spostrzegane. W tym przedziale czasu trzeba więc przeprowadzić analizę obrazu. Dlatego trzeba porzucić myśl o poruszaniu fotokomórką. Równie bezcelowe byłoby poruszanie przezroczem przed fotokomórką. Pozostaje ostatnia możliwość: ruch źródła światła. I to początkowo wydaje się niemożliwe. A jednak mądre głowy na długo przed wynalezieniem lamp elektronowych wymyśliły mechaniczne *analizatory obrazu*. Urządzenie to nabrało znaczenia historycznego: była to opatentowana przez Pawła Nipkowa w. r. 1884 *przesłona wirująca*. Jej budowę przedstawia schematycznie rys. 288a. W przesłonie krążkowej (tarczy) wykonane są w równych odległościach kątowych otwory przesunięte w stosunku do siebie promieniowo o średnicę otworu. Jeżeli krążek obraca się w kierunku wskazówek zegara dokoła punktu środkowego, to światło nieruchomej lampy pada poprzez otwór 1 na przezrocze i analizuje *linię*. W zależności od rozkładu jasności obrazu – do fotokomórki dostaje się więcej lub mniej światła. Gdy otwór 1 znika z wycinka obrazu, otwór 2 analizuje drugą linię, następnie otwór 3 trzecią itd. Liczba linii, na które można rozłożyć obraz, zależy od liczby otworów. Rys. 288b podaje schemat urządzenia do analizy obrazu za pomocą przesłony Nipkowa.

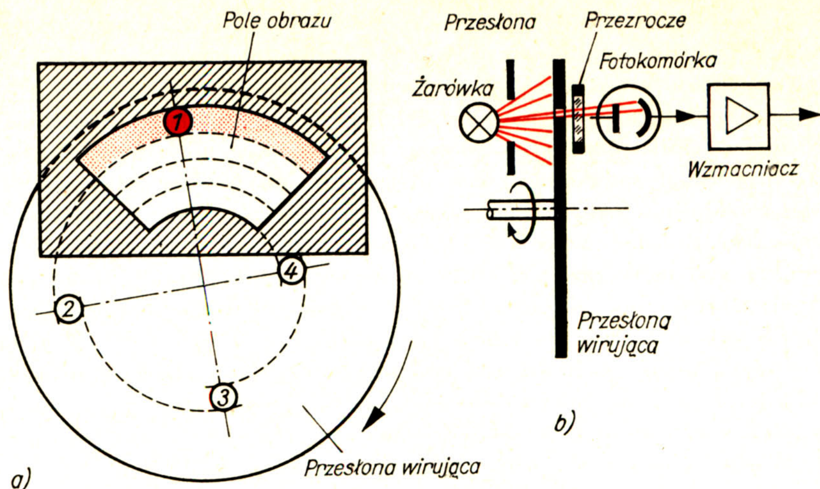
Nie będziemy dalej śledzić tego wstępnego etapu techniki telewizyjnej.





Rys. 287
Budowa i zasada działania fotokomórki:
a) budowa;
b) symbol graficzny;
c) układ połączeń

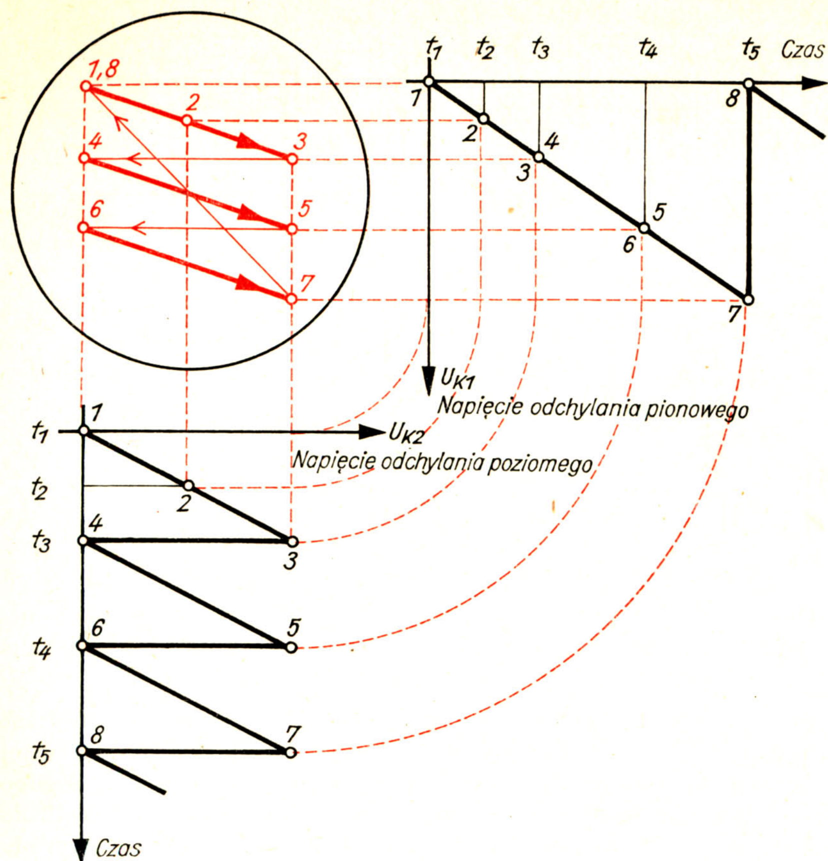
Rys. 288
Analiza obrazu na drodze mechanicznej:
a) zasada wirującej przesłony;
b) schemat analizy punktu świetlnego za pomocą tarczy Nipkowa



Obrazy telewizyjne analizowane były wówczas wyłącznie mechanicznie. O wiele ważniejsze jest, żeby ustalić, jakie źródło światła może poruszać się lekko i niebezwładnie, tak by nadawało się do analizy obrazu. Włączmy nasz oscyloskop! Przy włączonym generatorze podstawy czasu po chwili ukazuje się na ekranie jasny punkt; znaleźliśmy takie źródło.

Strumień elektronów tworzy raster

Ruch strumienia elektronów uzyskać można bardzo łatwo, Przy najmniejszej częstotliwości odchylania na ekranie otrzymujemy kreskę albo linię. Poszczególnych położeń strumienia elektronów nie jesteśmy w stanie rozróżnić wskutek bezwładności wzroku.
Dla przeprowadzenia analizy obrazu strumień musi być dodatkowo odchylany pionowo. Służy do tego drugie napięcie odchylania. Spójrzmy na rys. 289. Widać z niego, jaką drogę przebywa strumień elektronów pod wpływem dwu nakładających się napięć odchylania. Do płytek pomiarowych przyłożone jest napięcie odchylania U_{K1}, a do płytek czasowych — U_{K2}. Częstotliwość napięcia U_{K2} jest trzy razy większa od U_{K1}. Do chwili t_1 wartość chwilowa obu napięć odchylania równa jest zeru, tak że promień katodowy znajduje się w 1. W chwili t_2 U_{K2} wzrasta do połowy wartości maksymalnej. Strumień elektronów znajduje się ściśle w środku między płytkami podstawy czasu. Równocześnie jednak wzrosło i U_{K1}; promień katodowy z 1 przeniósł się do 2. Oba napięcia odchylania dalej rosną. W chwili t_3 U_{K2} osiąga maksimum. U_{K1} wzrosło do 1/3 wartości szczytowej. Strumień elektronów znajduje się w 3. Teraz *napięcie odchylenia poziomego* spada do zera; strumień elektronów skacze z 3 do 4. Tu rozpoczyna się analiza następnej linii. W 5 następuje ponownie szybki powrót do 6 i zaczyna się analiza trzeciej linii. W t_7 oba napięcia odchylania spadają do zera; strumień skacze z 7 do 8 lub 1, a więc do punktu początkowego. Obraz można analizować ponownie.
Zauważymy, że między liczbą linii Z i częstotliwością odchylania pozio-



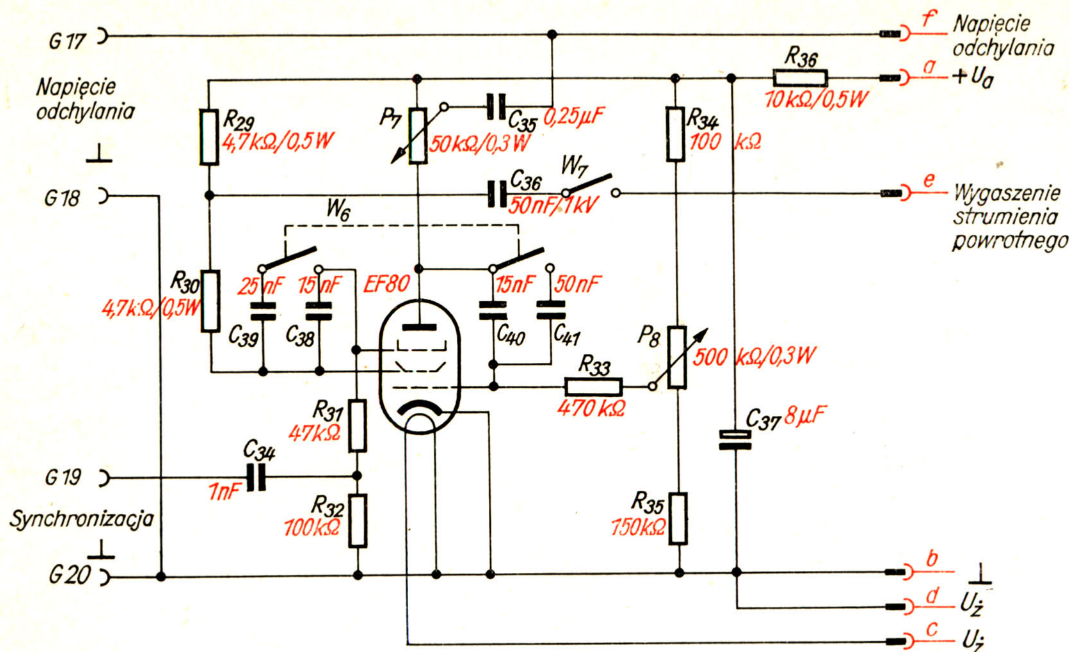
Rys. 289
Napięcia odchylania o różnych częstotliwościach nałożone na siebie tworzą raster

mego i pionowego f_Z i f_B zachodzi zupełnie określona zależność. Zgodnie z przyjętą u nas normą dla telewizji (patrz strona 300) obowiązuje stosowanie 625 linii. Czas analizy obrazu równy jest trwaniu okresu T_B *napięcia odchylania pionowego* U_{K1}. Przy częstotliwości odchylania pionowego $f_B = \frac{1}{T_B} = \frac{1}{0{,}1\ \text{s}} = 10\ \text{Hz}$, częstotliwość odchylania poziomego powinna wynosić $f_Z = \frac{Z}{T_B} = Z \cdot f_B = 625 \cdot 10\ \text{Hz} = 6250\ \text{Hz}$.

Kilka prób pomoże nam uzmysłowić sobie powstawanie tak zwanego *rastru telewizyjnego* na ekranie naszego oscyloskopu. Zanim je przeprowadzimy, potrzebny nam będzie jeszcze jeden generator odchylania.

Budujemy generator napięcia odchylania pionowego

Jego schemat weźmiemy z oscyloskopu (por. rys. 120). Ponieważ pasmo częstotliwości generatora napięcia odchylania pionowego nie musi być tak szerokie jak pasmo generatora napięcia odchylania poziomego, koszt kondensatorów będzie znacznie mniejszy. Rys. 290 przedstawia układ połączeń. Wyłącznikiem przechylnym W_6 kondensator C_{39} włączany jest

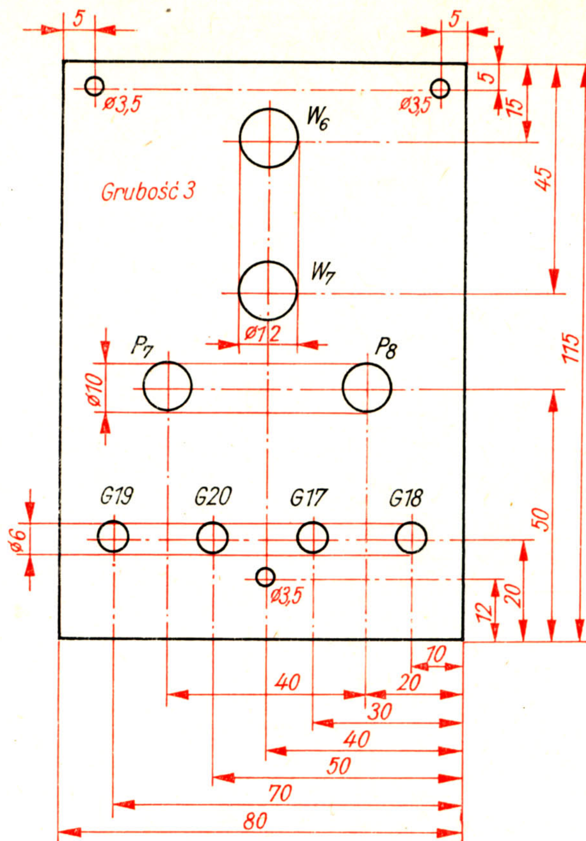


Rys. 290
Układ połączeń generatora napięcia odchylania pionowego

równolegle do C_{38}, a C_{41} równolegle do C_{40}. Dzięki temu można uzyskać drugi, niższy, zakres częstotliwości. Potencjometr P_8 służy do dokładnej regulacji częstotliwości napięcia odchylania. W przypadku równoległego połączenia kondensatorów generator wytwarza częstotliwości od 12 do 40 Hz, przy wyłączniku otwartym od 35 do 100 Hz. Za pomocą P_7 w obwodzie anodowym lampy EF 80 jesteśmy w stanie dowolnie zmniejszać amplitudę napięcia odchylania, poczynając od wartości maksymalnej, i w ten sposób regulować dowolnie stosunek szerokości do wysokości rastru. R_{36} C_{37} stanowi filtr napięcia anodowego.

Aby generator napięcia odchylania pionowego tworzył z oscyloskopem jedną zamkniętą całość, wykonamy go ściśle według wymiarów wzmacniacza pomiarowego (por. rys. 140 i 141). Na podstawie należy umieścić dodatkowy wtyk bananowy dla napięcia wygaszania strumienia powrotnego. Płytę przednią wykonamy z materiału izolacyjnego według rys. 291. Montażowy układ połączeń podano na rys. 292, na rys. 293 pokazany jest wygląd generatora. Całość wkładamy na miejsce wzmacniacza pomiarowego do wnętrza oscyloskopu.

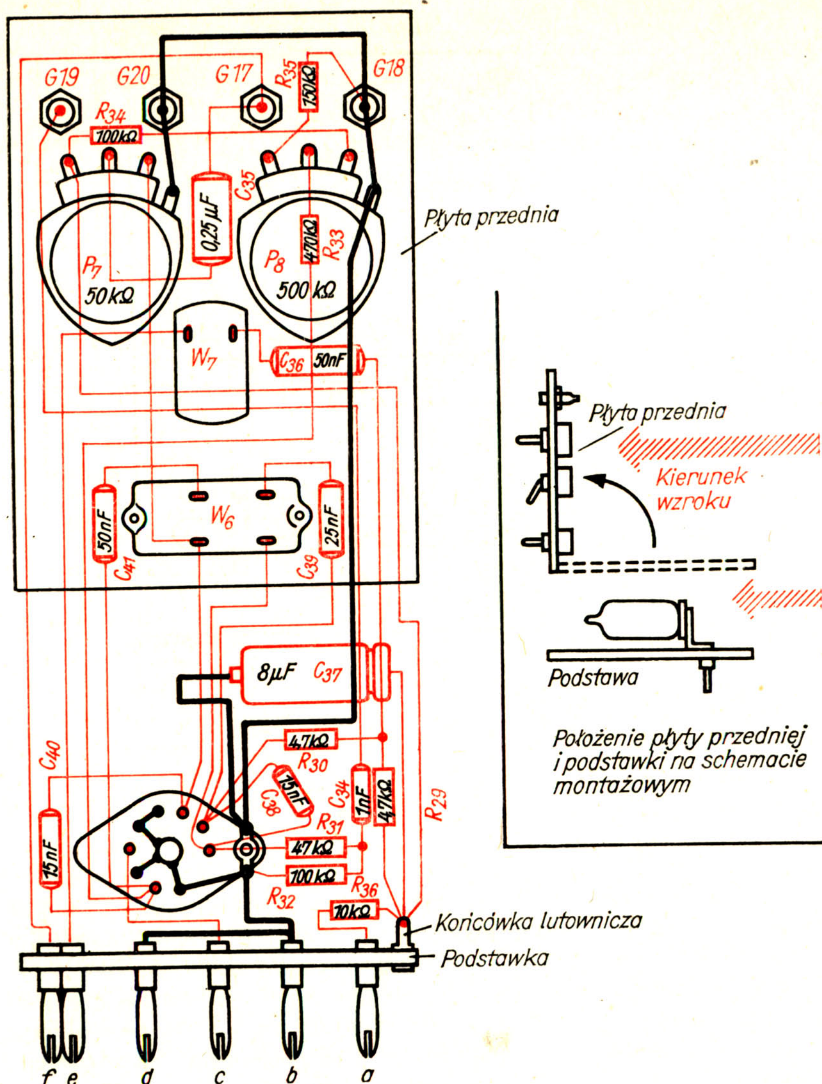
W pierwszej serii doświadczeń przyjrzymy się napięciu tego nowego generatora odchylania, i to przy największym zakresie częstotliwości. W tym celu dźwigienka wyłącznika W_6 powinna być skierowana do tyłu, a P_8 przekręcony w prawo do końca. Regulator amplitudy P_7 ustawiamy mniej więcej w środku. Przełącznik obrotowy generatora podstawy czasu w oscyloskopie (obecnie generator napięcia odchylania poziomego) stoi w położeniu 1, potencjometr dokładnej regulacji amplitudy przekręcony jest do końca w lewo. Włączamy. Po chwili na ekranie oscyloskopu pojawia się obraz napięcia odchylania pionowego. Odliczymy około 10 okresów, a następnie



Rys. 291
Płyta przednia generatora napięcia odchylania pionowego

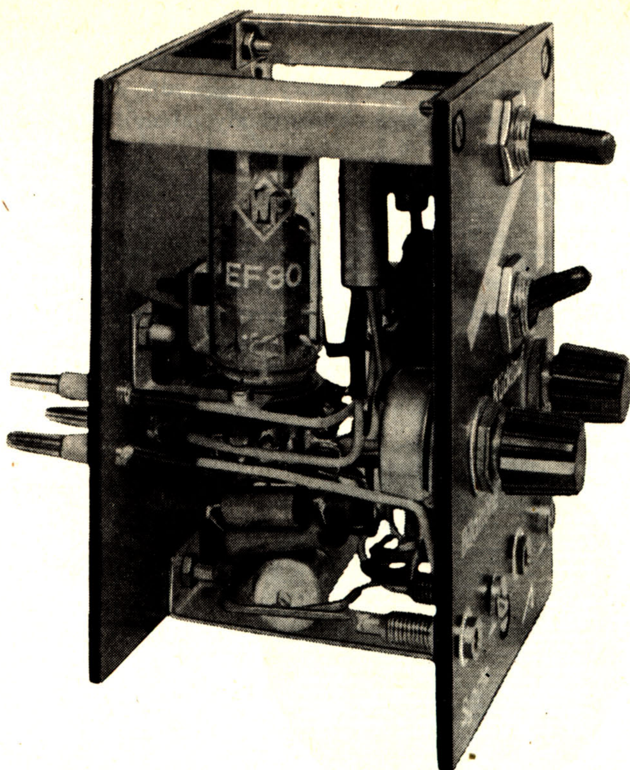
dźwigienkę W_6 przekładamy do przodu, zmniejszając w ten sposób częstotliwość odchylania pionowego. Teraz rysują się tylko 3 okresy. Następnie kręcimy P_8 w lewo, zmniejszając w dalszym ciągu częstotliwość napięcia odchylania pionowego. Najpierw pojawiają się na ekranie dwa okresy napięcia, a na krótko przed przekręceniem potencjometru P_8 całkowicie w lewo zatrzymujemy tylko jeden jedyny okres. Częstotliwości obu generatorów odchylających są sobie dokładnie równe i wynoszą około 12 Hz (por. strony 108 i 276).
W drugiej części doświadczenia przyjrzymy się powstawaniu rastru. Przełącznikiem generatora podstawy czasu, którego używamy obecnie jako generatora odchylania poziomego, wybieramy drugi zakres częstotliwości. Strumień elektronów zapisuje raster trzema liniami; częstotliwość linii (odchylania poziomego) jest trzykrotnie większa od częstotliwości obrazu (odchylania pionowego). Jeśli potencjometr dokładnej regulacji przekręcimy w prawo, to częstotliwość linii zwiększy się jeszcze bardziej. Pojawia się raster czteroliniowy, widoczny na oscylogramie (rys. 294). Zanim potencjometr regulacji dokładnej przekręcimy do końca, liczba linii wzrośnie do siedmiu. Wyniesie ona 30, gdy przełącznik generatora napięcia odchylania poziomego przełączymy w położenie 3. Jednocześnie

Rys. 292
Układ montażowy generatora napięcia odchylania pionowego



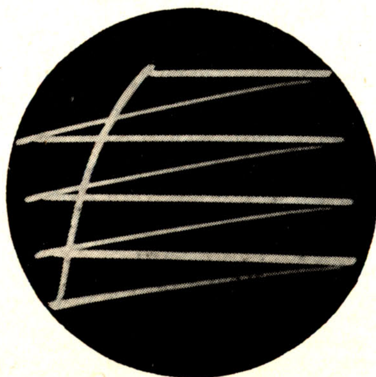
jednak zauważymy nieprzyjemne zjawisko: „obraz" miga. Świadczy to o zbyt powolnej analizie obrazu. Trzeba zwiększyć częstotliwość odchylania pionowego. Przekręcając P_8 o pół obrotu usuwamy miganie, ale raster ma teraz mniej linii niż poprzednio. Dlatego zwiększamy raz jeszcze częstotliwość odchylania poziomego o jeden zakres. Stwierdzamy, że przyjęta poprzednio częstotliwość odchylania pionowego 10 Hz jest zbyt mała dla analizy obrazu telewizyjnego. Aby w tych warunkach uzyskać obraz nie migocący, częstotliwość odchylania pionowego musi wynosić co najmniej 25 Hz.

W uzyskanym ostatnio rastrze przeszkadza nam poza tym inne zjawisko: przechodzący skośnie przez raster promień powrotny. Wygasimy go przekładając dźwigienkę wyłącznika W_7 w dół. Otrzymujemy teraz raster, jak na rys. 295.



Rys. 293
Widok generatora napięcia odchylania pionowego

Miganie zależy jednak nie tylko od częstotliwości odchylania pionowego, ale i od jasności rastru. Miganie rośnie ze wzrostem jasności.
Częstotliwość odchylania pionowego ustalono na 50 Hz.
Jak z tego wynika, dla rastru 625 liniowego częstotliwość odchylania poziomego musi wynosić $f_z = 625 \cdot 50$ Hz $= 31250$ Hz. Każde jej powiększenie wymaga również zwiększenia nakładów na urządzenie telewizyjne. Wrócimy do tego przy omawianiu zależności między częstotliwością odchylania poziomego i szerokością pasma stacji telewizyjnej.
Ze względów ekonomicznych wymaga się, aby przy wystarczającej jakości obrazu, bez migania, częstotliwość była możliwie mała. Uzyskujemy to

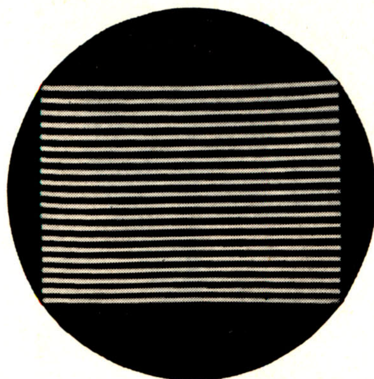


Rys. 294
Oscylogram rastru czteroliniowego

w sposób następujący: Obraz telewizyjny przesyłany jest na dwie raty. Najpierw promień katodowy analizuje linie nieparzyste, a za drugim razem parzyste. Analiza połowy obrazu odbywa się w ciągu 1/50 sekundy. Na przeniesienie całego obrazu mamy zatem do dyspozycji.

$$T_B = \frac{2}{50}\,\mathrm{s} = \frac{1}{25}\,\mathrm{s} = 0{,}04\ \mathrm{s}.$$

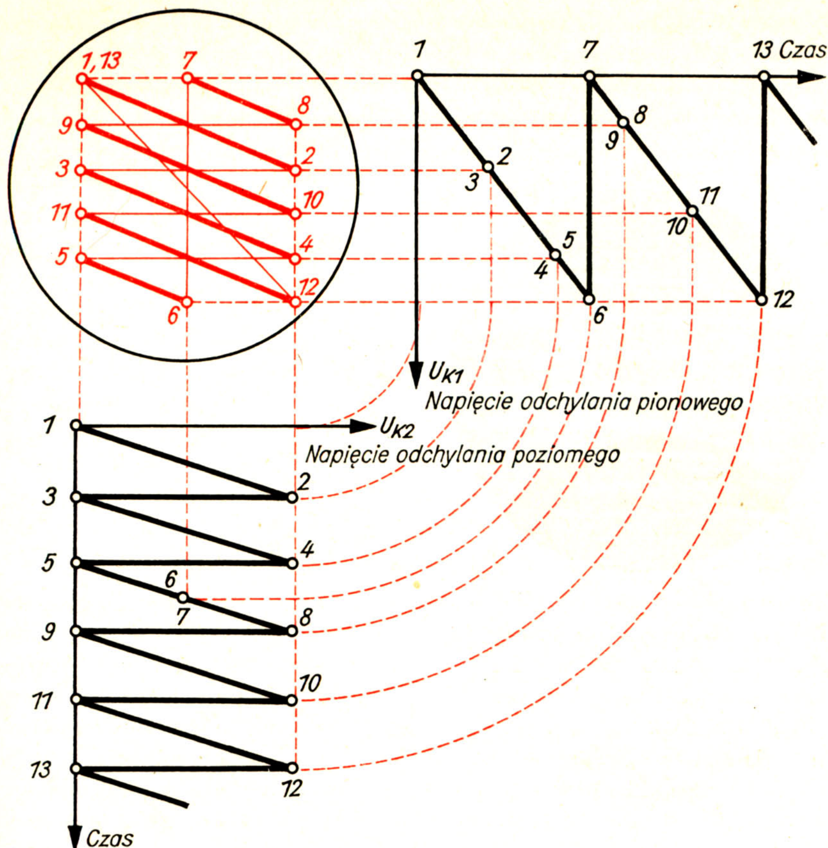
W tym czasie generator napięcia odchylania pionowego wytwarza 2 okresy, a generator napięcia odchylania poziomego – przy 625 liniach w obrazie – 625 okresów. Częstotliwość półobrazu wynosi nadal 50 Hz, ale częstotliwość linii maleje do $f_z = \frac{Z}{T_B} = \frac{625}{0{,}04\,\mathrm{s}} = 15\,625\ \mathrm{Hz}$. Jest ona o połowę


Rys. 295 Oscylogram rastru dwudziestoliniowego z wygaszaniem strumienia powrotnego

mniejsza niż przy analizie bez wybierania międzyliniowego. Na rys. 296 przedstawiono sposób tworzenia rastru, przy którym stale jedna linia jest opuszczana. Chociaż częstotliwość odchylania poziomego jest tu tylko 2,5 razy większa od częstotliwości obrazu, rysowane są cztery całe i dwie połówki linii, razem 5 linii.

Ten sposób analizy obrazu nazywa się *wybieraniem międzyliniowym*. Rys. 297 wyjaśnia, w jaki sposób przenoszone są kolejno oba półobrazy. Warunkiem powstania skoku międzyliniowego jest nieparzysta liczba linii. W naszym przykładzie na jeden półobraz przypada 312 1/2 linii, na jeden okres napięcia odchylania pionowego przypada zatem 312 1/2 okresów napięcia odchylania poziomego. Jeśli częstotliwość linii zmieni się nieco, na przykład jeśli tylko 312 okresów napięcia odchylania poziomego przypada na jeden okres napięcia odchylania pionowego, to powstaje raster o 312 liniach.

Wykonamy i tu doświadczenie. Na generatorze odchylania pionowego nastawimy najniższą częstotliwość (dźwigienka W_6 skierowana do przodu, P_8 całkowicie w lewo), na generatorze odchylania poziomego nastawiamy najwyższą częstotliwość na pierwszym zakresie (przełącznik w położeniu 1, potencjometr całkowicie w prawo). Następnie kręcimy potencjometrem generatora odchylania poziomego w lewo tak długo, aż powstanie normalny raster o 3 liniach. Wreszcie zwiększamy częstotliwość obrazu przez pokrę-

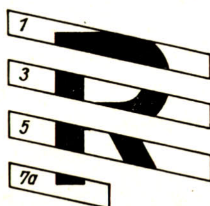


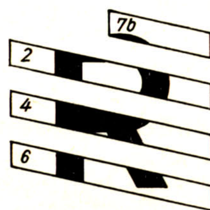
Rys. 296
W ten sposób powstaje raster telewizyjny z wybieraniem międzyliniowym

cenie w prawo P_8, aż do uzyskania rastru dwuliniowego; f_z wynosi $2 \cdot f_B$. Zapamiętamy sobie położenie P_8 i powiększamy f_B tak długo, aż obie częstotliwości będą sobie równe, to znaczy aż będzie widoczna tylko jedna linia. Dokładnie w środku między ostatnimi dwoma położeniami P_8 musi być $f_z = 1{,}5\,f_B$. Przy tym stosunku częstotliwości dwa półobrazy, każdy składający się z półtorej linii, muszą być wzajemnie w siebie wpisane; zatem raster o skoku międzyliniowym powstaje w oparciu o dwie linie i dwie połówki. Przekonamy się o tym przekręcając P_8 trochę w lewo i zmniejszając w ten sposób ponownie f_B.

Raster widoczny na rys. 298 uzyskujemy w sposób następujący: regulacja



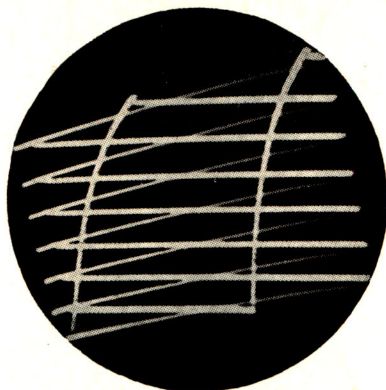




Rys. 297
Powstawanie półobrazu przez wybieranie międzyliniowe:
a) raster siedmioliniowy z wybieraniem międzyliniowym;
b) pierwszy półobraz;
c) drugi półobraz

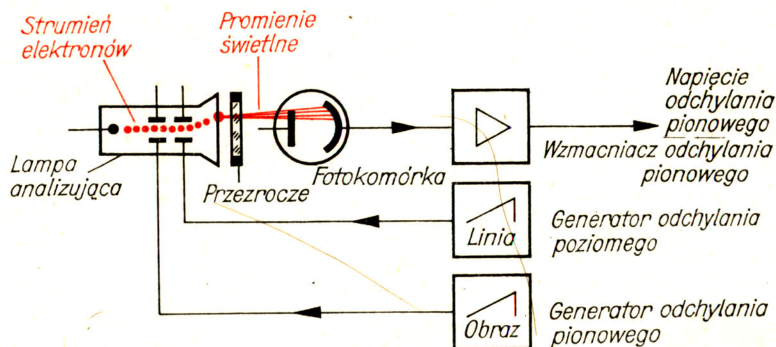
częstotliwości odchylania poziomego przybliżona: położenie 3, dokładna: potencjometr w lewo do końca; regulacja częstotliwości odchylania pionowego: W_6 – dźwigienka do tyłu, dokładna: potencjometr w lewo do końca. Następnie podnosimy częstotliwość odchylania pionowego aż do zatrzymania rastru trzyliniowego, a następnie znowu trochę zmniejszamy.

Rys. 298
Oscylogram rastru z wybieraniem międzyliniowym



Teraz można elektronicznie zanalizować obraz. Jest nim przezrocze. Zasadę budowy układu analizy obrazu punktem świetlnym, pokazaną na rys. 288b, utrzymamy w dalszym ciągu, zastępując jednak lampę i przesłonę wirującą lampą katodową. Rys. 299 przedstawia schemat blokowy układu *elektronicznej analizy obrazu*. Zgodnie z tymi zasadami zbudujemy sami kompletne urządzenie telewizyjne. Musimy więc wykonać przede wszystkim brakujące podzespoły, a mianowicie urządzenie analizujące i wzmacniacz obrazu w urządzeniu nadawczym. Jako lampę analizującą zastosujemy małą lampę oscyloskopową. W urządzeniu wzorcowym autor zastosował B4 S2, ale można zastosować również B6 S2 lub inną o niewielkiej średnicy ekranu.

Rys. 299
Schemat blokowy elektronicznego układu analizy plamką świetlną



Budowa urządzenia analizującego i wzmacniacza wizji

Układ połączeń lampy B4 S2 podano na rys. 300a[1]. W zasadzie odpowiada on schematowi już wykonanego stojaka doświadczalnego (por. rys. 94 i 99).

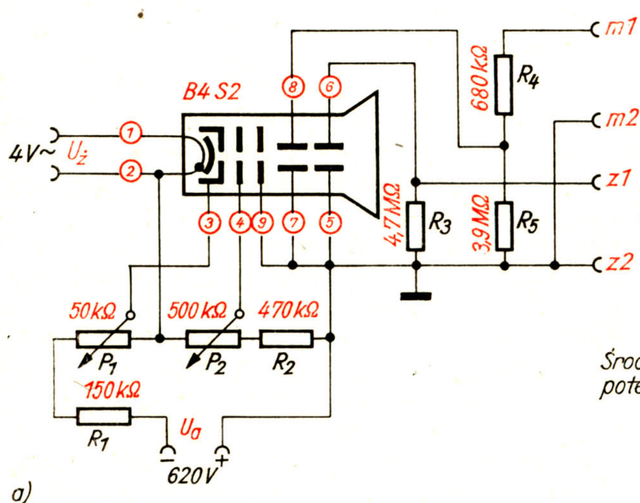
[1] Układy połączeń innych lamp oscyloskopowych znajdują się w tablicy 17.

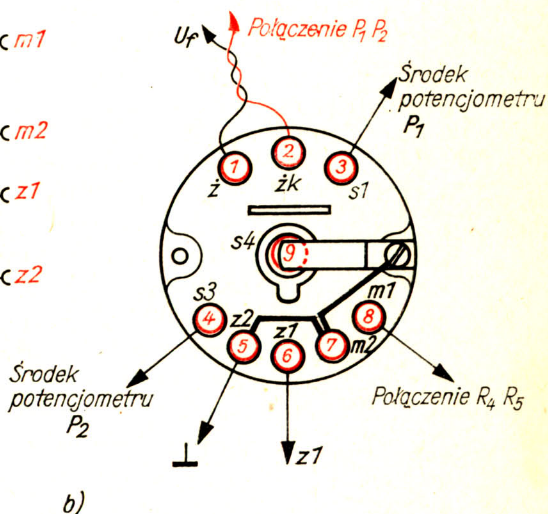
Napięcia zasilające lampy będziemy pobierać z oscyloskopu; to samo dotyczy napięć odchylania. Aby stosunek boków rastru na ekranie lampy B4 S2 zgadzał się ze stosunkiem lampy B7 S2 w oscyloskopie, amplituda napięcia odchylania pionowego, które należy przyłożyć do *m1* i *m2*, musi być zmniejszona. Trzeba tak zrobić, gdyż mała lampa oscyloskopowa ma inny stosunek czułości płytek odchylających niż lampa B7 S2. Rolę tę przejmuje dzielnik napięcia R_4R_5. Na płytki pomiarowe dostaje się tylko ta część napięcia odchylania pionowego, która stanowi spadek napięcia na R_5.

Rezystor R_1 tak bardzo zmniejsza napięcie przyśpieszające, że średnica ekranu jest całkowicie wykorzystana przez raster. Jeśli rezystor ten usuniemy, raster zmniejszy się. Wynika to z większej czułości płytek odchylających przy niższym napięciu przyspieszającym lampy oscyloskopowej.

Stojak lampy analizującej budujemy tak samo jak nasz stojak doświadczalny dla B7 S2 (por. rys. 92 i 93). Długość jego wynosi 120 mm, szerokość 70 mm, wysokość 80 mm. Promienie wycięć wynoszą 20 mm i 21,5 mm. Większy uwzględnia cokół lampy. Przy podłączaniu podstawki, aby

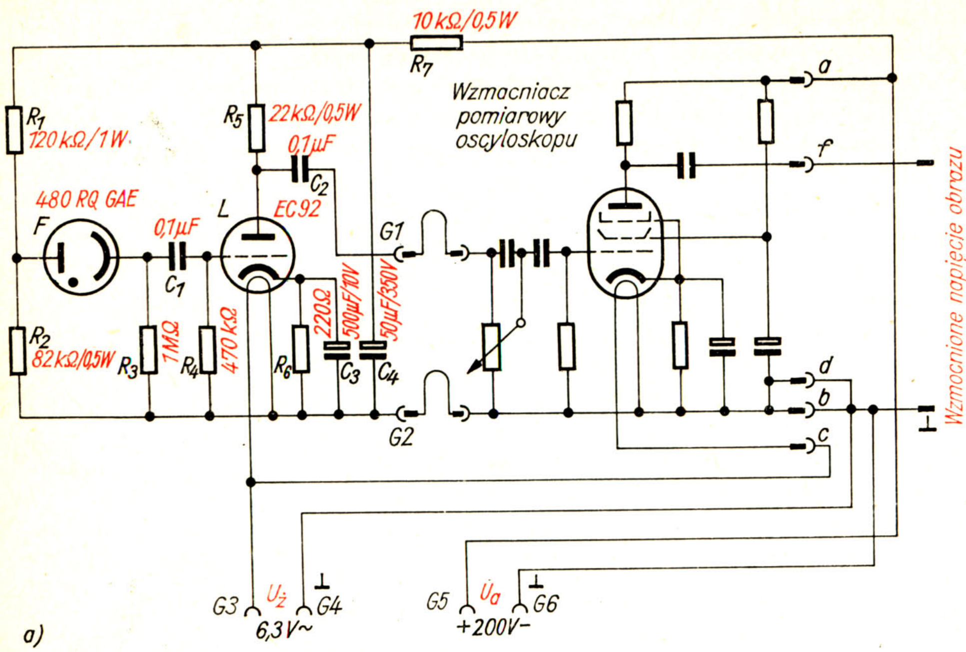
Rys. 300
Układ zasilania lampy analizy obrazu (a) i cokół lampy (b)





przyłączyć *S4* (patrz rys. 300b), trzeba wygiąć wspornik ze sprężyny stykowej zużytej bateryjki płaskiej i przykręcić do podstawki.

Celem wykonania próby działania łączymy lampę analizującą z oscyloskopem. Zwracamy uwagę na to, aby lampa B4 S2 – w przeciwieństwie do innych używanych przez nas dotychczas lamp – była włączona na napięcie żarzenia 4 V. Gniazdko oznaczone + w urządzeniu analizującym łączymy z masą (0 V), gniazdko oznaczone – łączymy przez miliamperomierz z wyjściem – 620 V. Pobierany prąd nie może przekraczać 0,7 mA. Jeśli próba działania wypadnie pomyślnie, to zabierzemy się do budowy wzmacniacza sygnału obrazu (w urządzeniu nadawczym). Układ połączeń podano na rys. 301a.

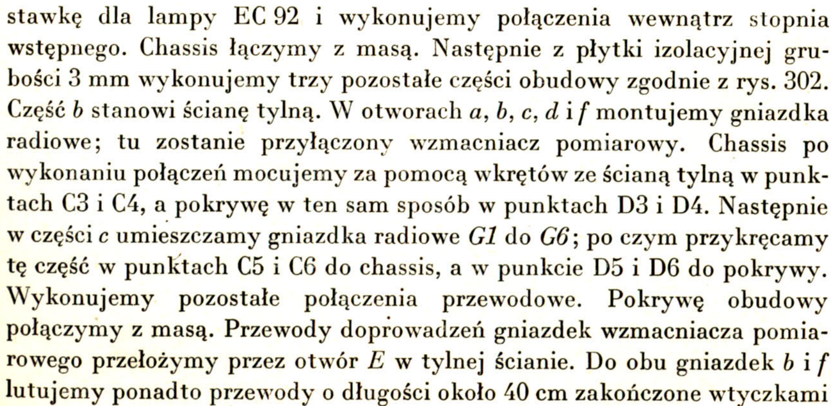


Rys. 301
Układ połączeń wzmacniacza sygnału obrazu (a) i cokół fotokomórki 480 RQ GAE (b)

Naświetlona fotokomórka *F* wytwarza prąd powodujący na rezystorze roboczym R_3 spadek napięcia; jest on wzmacniany wstępnie w pierwszym stopniu przez triodę EC 92. Do wzmocnienia końcowego wykorzystujemy wzmacniacz pomiarowy naszego oscyloskopu.

Układ połączeń stopnia wstępnego nie odznacza się niczym szczególnym. Filtr R_7C_4 wygładza napięcie anodowe uyskiwane z zasilacza warsztatowego tak dalece, że napięcie pulsacji nie zakłóca obrazu w sposób widoczny. Dzielnik napięcia R_1R_2 redukuje napięcie z 200 V do 80 V. Dlatego dla fotokomórki nie jest nam potrzebne specjalne zródło napięcia. Zastosujemy fotokomórkę typu 480 RQ/GAE. Interesują nas tylko ostatnie trzy litery oznaczenia: *G* – oznacza obudowę szklaną (niem.: Glas – szkło), *A* – oznacza materiał katody: antymon-cez o nadzwyczaj dużej czułości bezwzględnej, *E* – oznacza, że fotokomórka napełniona jest gazem szlachetnym o małym ciśnieniu (niem.: *Edelgas* – gaz szlachetny). Fotokomórki próżniowe, oznaczone literą *V* na ostatnim miejscu (niem.: *Vakuum* – próżnia), do naszych celów nie nadają się. Rys. 301b podaje schemat doprowadzeń fotokomórki.

Budowę wzmacniacza rozpoczniemy od chassis. Materiał konstrukcyjny stanowi blacha aluminiowa lub stalowa, miękka, grubości 1 mm. Wykonamy od razu dwa chassis, z tym jednak, że w drugim egzemplarzu nie zrobimy otworów A1, A2, B1, B2, B3 i B4. Część tę użyjemy jako pokrywę. W punktach B1 i B2 od strony zagięcia krawędzi przykręcamy do chassis siedmionóżkową podstawkę miniaturową dla fotokomórki. Zajmuje ona właściwe położenie, jeśli jest skierowana w stronę otworu A2 tą częścią bańki szklanej, w której znajduje się fotokatoda. Przykręcamy tam pod-



Rys. 302
Części obudowy wzmacniacza sygnału obrazu:
a) chassis i pokrywa;
b) ściana tylna;
c) płyta przednia;
d) płyta czołowa

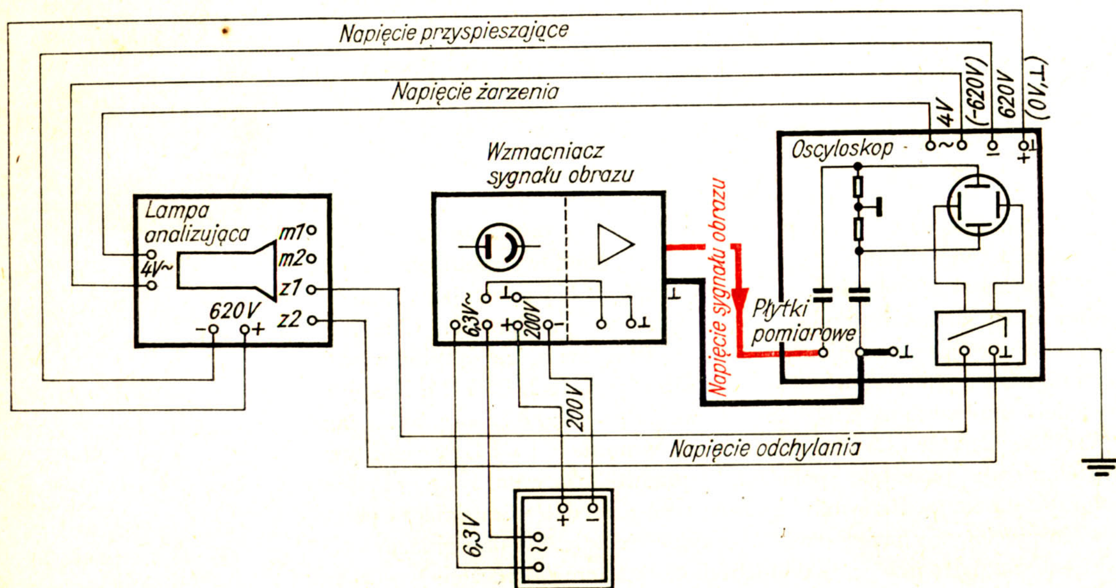
stawkę dla lampy EC 92 i wykonujemy połączenia wewnątrz stopnia wstępnego. Chassis łączymy z masą. Następnie z płytki izolacyjnej grubości 3 mm wykonujemy trzy pozostałe części obudowy zgodnie z rys. 302. Część *b* stanowi ścianę tylną. W otworach *a*, *b*, *c*, *d* i *f* montujemy gniazdka radiowe; tu zostanie przyłączony wzmacniacz pomiarowy. Chassis po wykonaniu połączeń mocujemy za pomocą wkrętów ze ścianą tylną w punktach C3 i C4, a pokrywę w ten sam sposób w punktach D3 i D4. Następnie w części *c* umieszczamy gniazdka radiowe *G1* do *G6*; po czym przykręcamy tę część w punktach C5 i C6 do chassis, a w punkcie D5 i D6 do pokrywy. Wykonujemy pozostałe połączenia przewodowe. Pokrywę obudowy połączymy z masą. Przewody doprowadzeń gniazdek wzmacniacza pomiarowego przełożymy przez otwór *E* w tylnej ścianie. Do obu gniazdek *b* i *f* lutujemy ponadto przewody o długości około 40 cm zakończone wtyczkami

bananowymi. Wtyczka w *b* oznaczona jest „masą", w *f* występuje wzmocniony sygnał obrazu. Na zakończenie trzeba przykręcić płytę czołową (część *d*) w punktach C1 i C2 do chassis, a w punktach D1 i D2 do pokrywy.

Elektroniczna analiza obrazu

Po wykonaniu obu przyrządów zestawiamy układ doświadczalny według rys. 303. Dzięki temu dowiemy się, jak powstaje *sygnał obrazu*. Wyjście wzmacniacza wstępnego łączymy dwoma krótkimi przewodami z wejściem wzmacniacza pomiarowego. Przekręcamy jego potencjometr wejściowy w prawo do końca. Następnie przyłączamy wzmacniacz do naszego zasilacza, ale go nie włączamy. Lampę analizującą ustawiamy w odległości około 3 cm od czoła wzmacniacza w taki sposób, że światło z ekranu lampy B4 S2 pada na fotokomórkę, przez otwór w ścianie czołowej. Oscyloskop stawiamy tuż obok tych przyrządów. Wyłącznik na ścianie tylnej oscyloskopu W_3 jest w położeniu „niewzmocniony", generator odchylania pionowego usuwamy. Przełącznik częstotliwości linii jest w położeniu 2. Napięcia pracy dla lampy analizującej pobieramy z oscyloskopu w znany sposób. Ponieważ w doświadczeniu tym chodzi nam wyłącznie o wywołanie napięcia sygnału obrazu, analizujemy na przezroczu tylko jedną linię. Łączymy płytki podstawy czasu lampy analizującej z wyjściem generatora odchylania poziomego, dzięki czemu strumienie elektronów w obu lampach będą się odchylały w zupełnie tym samym rytmie. Napięcie sygnału obrazu przykładamy do wejścia „pomiar" oscyloskopu, a ponadto przewód „masa" wzmacniacza wkładamy w gniazdko „masa" oscyloskopu. Przez-

Rys. 303
Układ połączeń dla oscyloskopowej obserwacji napięcia sygnału obrazu



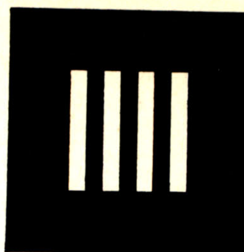
rocze według rys. 304 rysujemy czarnym tuszem na pasku celuloidu o szerokości 30 mm (okładka do dowodu lub coś podobnego). Włączamy najpierw oscyloskop. Jak tylko linia na obu ekranach zostanie napisana, ogniskujemy strumień elektronów najbardziej jak tylko można. Na lampie analizującej nastawiamy całkowitą jasność, na lampie oscyloskopowej tyle tylko, żeby promień był wyraźnie widoczny. Następnie włączamy zasilacz warsztatowy i trzymamy przezrocze bezpośrednio przy ekranie lampy analizującej. Strumień elektronów analizujący powinien przechodzić w prawo przez wszystkie paski rysunku.

Na ekranie pojawia się oscylogram sygnału obrazu (rys. 305). Przy przejściu promienia z paska nieprzezroczystego (ciemnego) na przezroczysty (biały) promień opada w dół, przy przejściu z białego na czarny idzie w górę.

Następna próba polega na przykładaniu napięcia sygnału obrazu do wejścia „modulacja jasności"; poza tym nowy układ niczym nie różni się od poprzedniego. Sygnał obrazu dostaje się na cylinder Wehnelta lampy oscyloskopowej. Jeśli jej jasność nieco zmniejszymy, to rozpoznamy oscylogram sfotografowany na rys. 306. Strumień elektronów ma modulowaną jasność. Tam, gdzie strumień analizujący trafia na czarne miejsca obrazu, strumień odtwarzający jest niewidoczny; przy analizie białego paska na ekranie oscyloskopu powstaje jasne miejsce. W ten sposób jasność odpowiadającą jasności przezroczy uzyskujemy ponownie z napięcia sygnału obrazu.

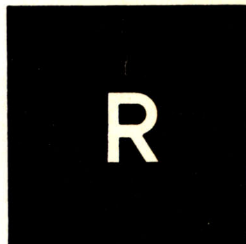
Na tym polega zasada odtwarzania obrazu w telewizji. Gdy tylko napięcie sygnału obrazu spowoduje, że cylinder Wehnelta stanie się bardziej ujemny od katody, strumień elektronów staje się mniej intensywny, a punkt świetlny na ekranie — ciemniejszy. Przy dodatnim napięciu sygnału powstaje jasny punkt. Jasność nastawiamy z grubsza przełącznikiem „Jasność".

Na rys. 307 pokazano schemat blokowy najprostszego elektronicznego urządzenia telewizyjnego. Aby powstał wierny obraz, konieczne jest wymuszenie współbieżności analizy i odtwarzania obrazu. Strumienie elektronów obu lamp muszą znajdować się jednocześnie w tych samych miejscach rastru. Zapewnia to układ według rys. 307, ponieważ odchylanie obu strumieni uzyskuje się za pomocą tego samego napięcia odchylającego.

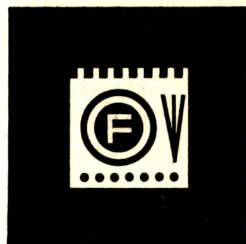

a)



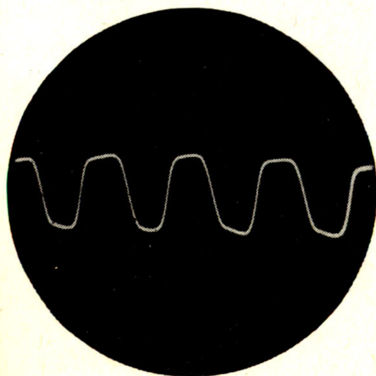
b)

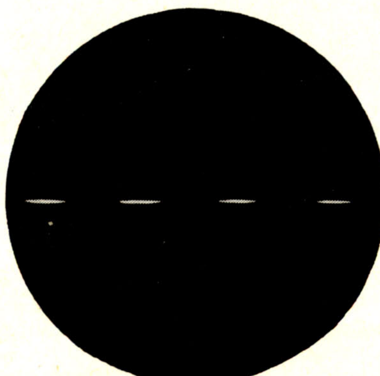


c)



d)



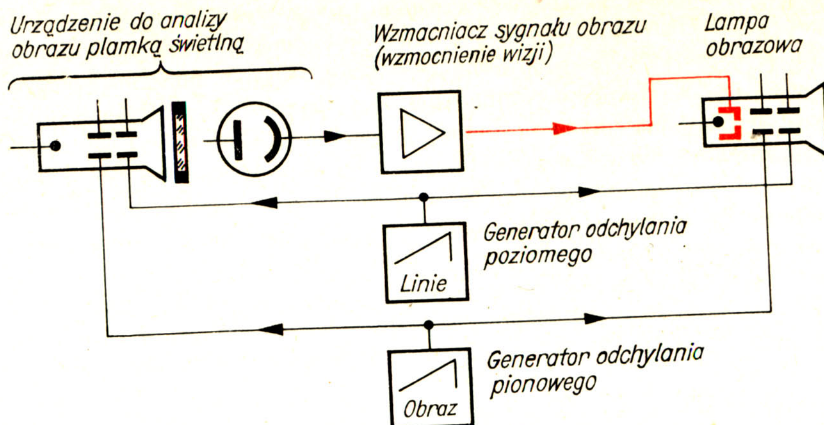


Rys. 304
Wykonujemy zdjęcia telewizyjne plansz

Rys. 305
Oscylogram napięcia sygnału obrazu

Rys. 306
Sygnał obrazu powoduje modulację strumienia elektronów naszego oscyloskopu

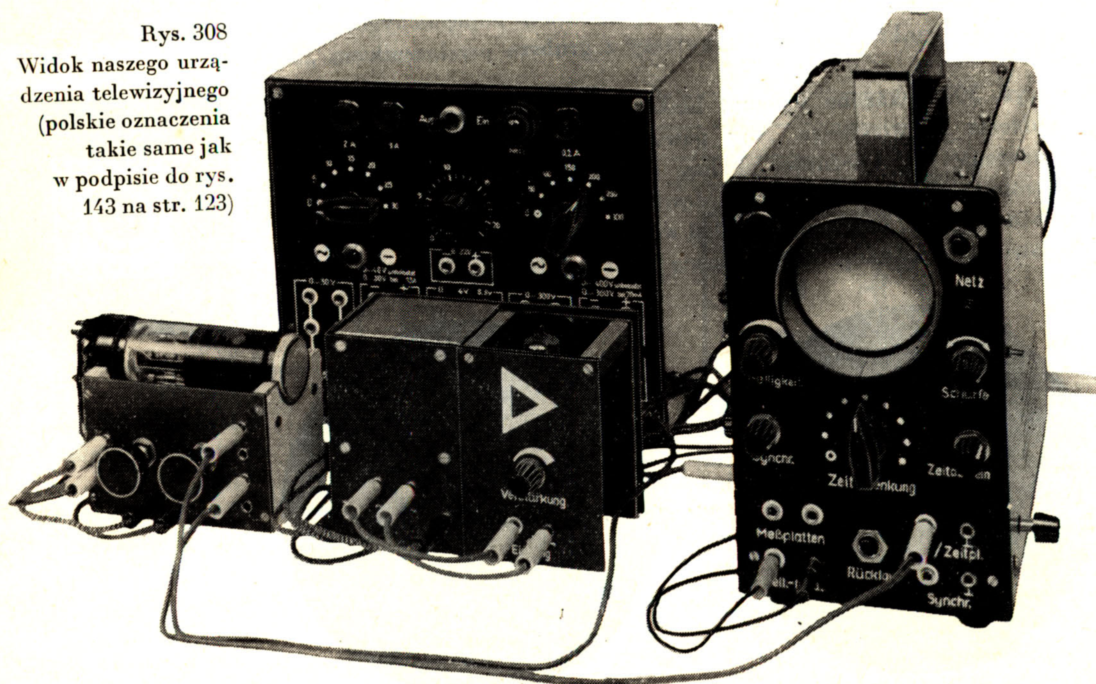
Rys. 307
Schemat blokowy najprostszego urządzenia telewizyjnego



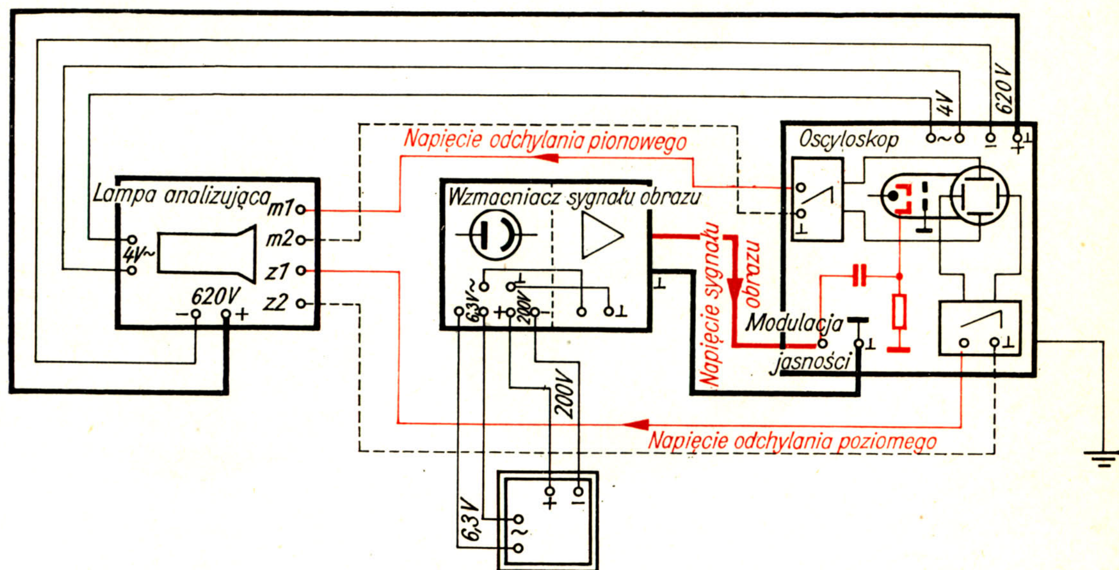
Powstaje najprostsze urządzenie telewizyjne

A zatem potrafimy już przesyłać własny obraz telewizyjny. Układ doświadczalny urządzenia telewizyjnego widzimy na rys. 308, schemat weźmiemy z rys. 309. Schemat różni się od podanego dla poprzedniego doświadczenia tylko tym, że wyłącznik Prz_1 na tylnej ścianie oscyloskopu należy przełączyć w położenie „wzmacniacz", generator odchylania pionowego należy włożyć na miejsce wzmacniacza pomiarowego w oscyloskopie, a jego wyjście połączyć z gniazdkami m_1 i m_2 lampy analizującej. Połączenie to

Rys. 308
Widok naszego urządzenia telewizyjnego (polskie oznaczenia takie same jak w podpisie do rys. 143 na str. 123)



można wykonać jednobiegunowo, ponieważ masa włączona jest na przewód plusowy łączący lampę analizującą z oscyloskopem. Generatory odchylania ustawiamy następująco: częstotliwość odchylania poziomego z grubsza – przełącznik w położeniu 4, dokładnie – potencjometr około 100° w prawo od lewego położenia krańcowego; częstotliwość odchylania pionowego z grubsza – dźwignia wyłącznika ku przodowi, dokładnie – potencjometr całkowicie w lewo. Częstotliwość odchylania pionowego wynosi wówczas około 10 Hz, częstotliwość odchylania poziomego 500 Hz. Raster nasz będzie zawierał odpowiednio do tego około 50 linii.



Rys. 309
Układ połączeń urządzenia telewizyjnego

Najwłaściwszą odległość między lampą analizującą i fotokomórką ustalamy doświadczalnie. Odległość ta zawiera się w granicach między jednym a pięcioma centymetrami. Przy analizie przezroczy zwracamy uwagę na to, aby przylegały one bezpośrednio do ekranu. W przeciwnym razie obraz telewizyjny będzie nieostry. Jakie plansze będziemy przesyłali – pozostawia się pomysłowości czytelników. Trzeba jednak wyraźnie zwrócić uwagę na to, że obrazy muszą być kontrastowe i nie mogą zawierać zbyt drobnych detali. Nie możemy mianowicie dowolnie zwiększać liczby linii, ponieważ materiał ekranu lampy analizującej przy częstotliwościach odchylania poziomego powyżej 500 Hz wykazuje bezwładność. Obrazy z przezroczy z rys. 304 odebrane na ekranie pokazano na rys. 310.

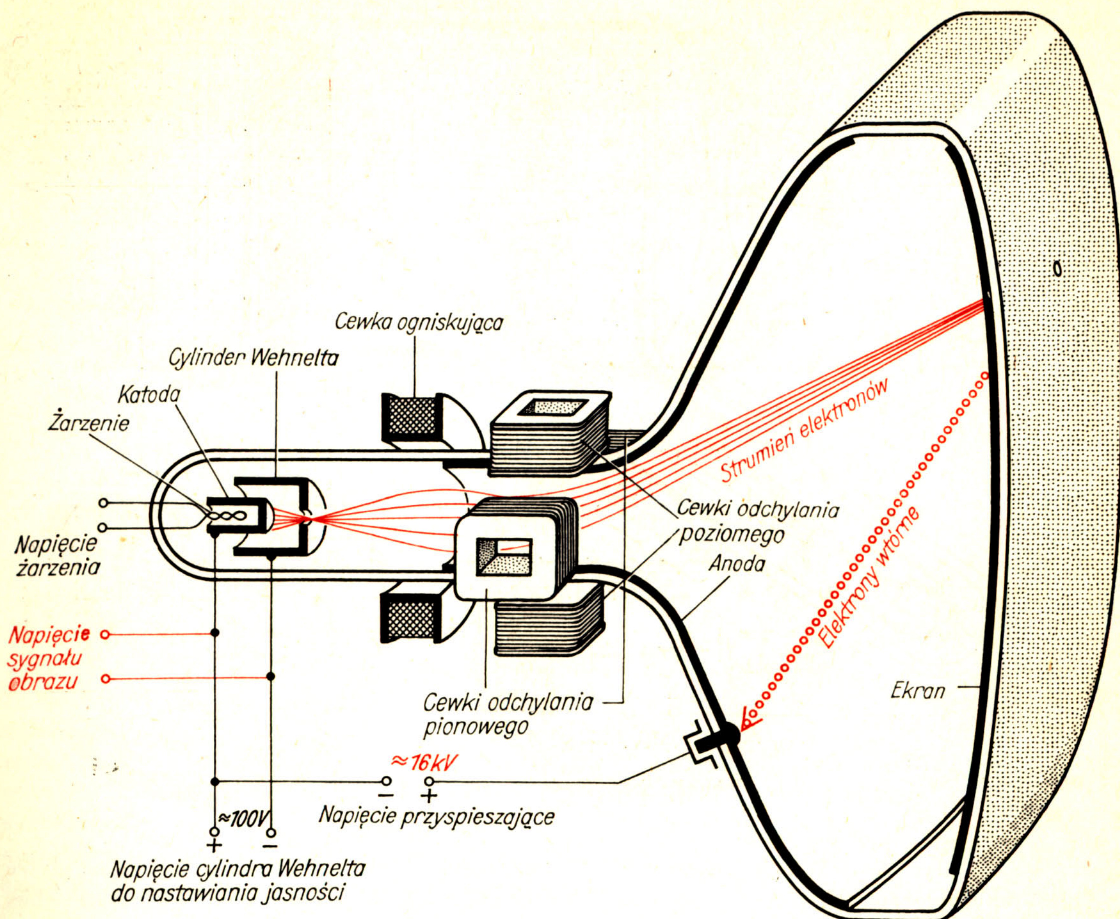
W przeciwieństwie do *elektrostatycznego* odchylania promienia w naszym oscyloskopie, strumienie elektronów w technicznych urządzeniach telewizyjnych są zasadniczo odchylane *elektromagnetycznie*. Przyjrzyjmy się temu w następnym doświadczeniu. Zastosujemy tu cewkę użytą podczas doświadczenia z bezprzewodowym przesyłaniem energii (rys. 152). Umieszczamy ją w odległości 3 do 4 cm od lampy analizującej tak, aby oś cewki stanowiła poziomą płaszczyznę z osią lampy, a jednocześnie obie osie były do siebie prostopadłe.

Rys. 310
Odebrane obrazy
według rys. 304



Umowny punkt przecięcia leży w przybliżeniu w środku osi lampy. Lampa analizująca jest połączona z oscyloskopem jak na rys. 303. W tym doświadczeniu służy on tylko jako zasilacz i generator podstawy czasu. Do uzwojenia cewki odchylającej przykładamy napięcie zmienne 5 V z naszego zasilacza warsztatowego. Natychmiast na ekranie B4 S2 pojawia się znany oscylogram napięcia zmiennego. Stwierdzamy, że pole magnetyczne może również powodować odchylanie strumienia elektronów.

Dla ograniczenia zniekształceń rastru na dużym ekranie lampy telewizyjnej cewka odchylająca podzielona jest na dwie części zamocowane naprzeciw siebie na szyjce lampy. Strumień elektronów często bywa również ogniskowany elektromagnetycznie. W tym celu na szyjkę lampy wsuwa się cewkę cylindryczną. Układ elektrod w szyjce lampy telewizyjnej jest z tego powodu prostszy niż w lampie oscyloskopowej. Rys. 311 przedstawia budowę lampy obrazowej w telewizorze.

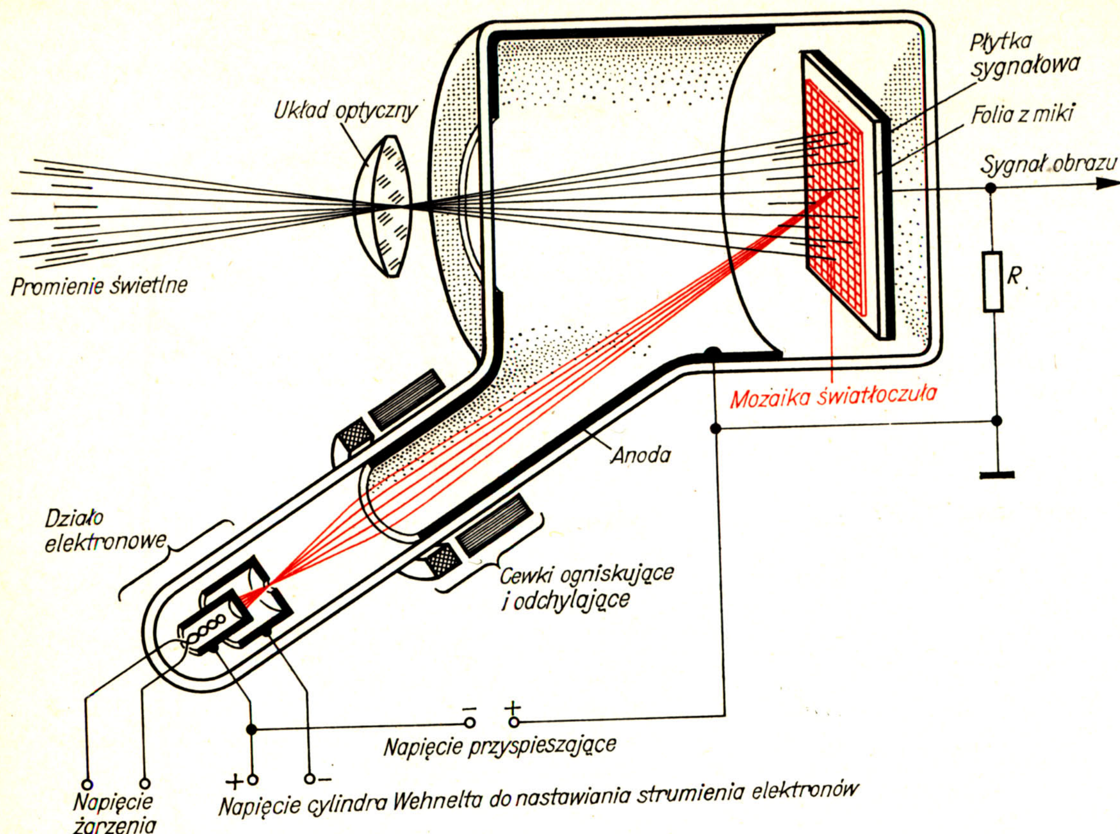


Rys. 311
Schemat lampy kineskopowej (telewizyjnej)

A tak działa lampa analizująca

Metoda analizy ruchomą plamką świetlną stosowana jest dzisiaj tylko do przekazywania przezroczy oraz planszy. Do zdjęć osób i przedmiotów w ruchu stosowane są specjalne lampy analizujące.

Rys. 312 przedstawia najstarszą lampę analizującą tzw. *ikonoskop*. Ważnym elementem tej lampy jest czuła na światło *płytka rejestrująca*, na której przez układ optyczny nastawiany jest ostro obraz przedmiotu. Dla lepszego zrozumienia działania ikonoskopu rozważymy najpierw rys. 313a. Promień świetlny pada na element powierzchni materiału światłoczułego. Przy tym – podobnie jak w przypadku katody fotokomórki – elektrony zostają wybite i „wessane" przez dodatnią anodę o kształcie cylindrycznym. Mała fotokatoda, pierwotnie obojętna elektrycznie, jest spolaryzowana dodatnio. Z kolei skutkiem tego jest ujemny ładunek metalicznej płytki sygnałowej, oddzielonej od fotokatody folią z miki. Fotokatoda i płytka sygnałowa tworzą miniaturowy kondensator, którego dielektrykiem jest folia z miki.



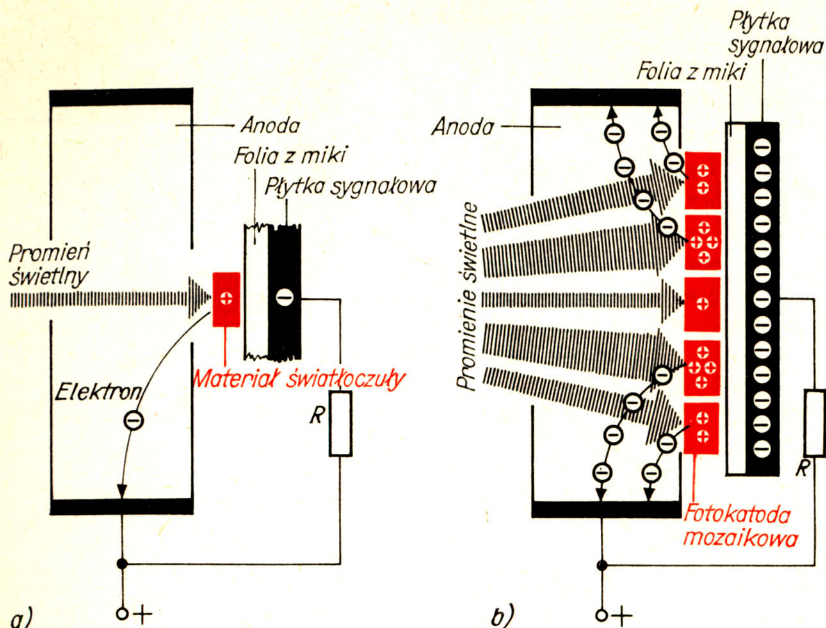
Rys. 312
Budowa ikonoskopu

W przeciwieństwie do katody fotokomórki warstwa światłoczuła na płytce rejestracyjnej ikonoskopu składa się z bardzo wielu, oddzielonych od siebie, mikroskopijnie małych elementów płaskich i jest dlatego nazywana *fotokatodą mozaikową*. Na warstwie tej tworzy się obraz przedmiotu zupełnie tak samo jak na taśmie filmowej w aparacie fotograficznym. W jasnych miejscach obrazu z elementów mozaiki wyrywa się bardzo wiele elektronów, z ciemnych – mniej. Na rys. 313b uwydatniono różną jasność wiązkami promieni świetlnych różnej szerokości. Na warstwie mozaikowej powstaje *obraz ładunków* odpowiadający rozkładowi jasności. Trwa on również, gdy światło przestanie wpadać, jest zatem w lampie zarejestrowany.

Teraz obraz ładunków trzeba liniowo zanalizować za pomocą wiązki elektronów. Każda cząstka mozaiki pochłania tyle elektronów, ile zawiera ładunków dodatnich. Dokładnie taka sama liczba elektronów płynie w tej chwili od płytki sygnałowej i wywołuje na rezystorze roboczym spadek napięcia, które należy wzmocnić.

Na zasadzie tej lampy analizującej budowano stale ulepszane lampy nowych typów.

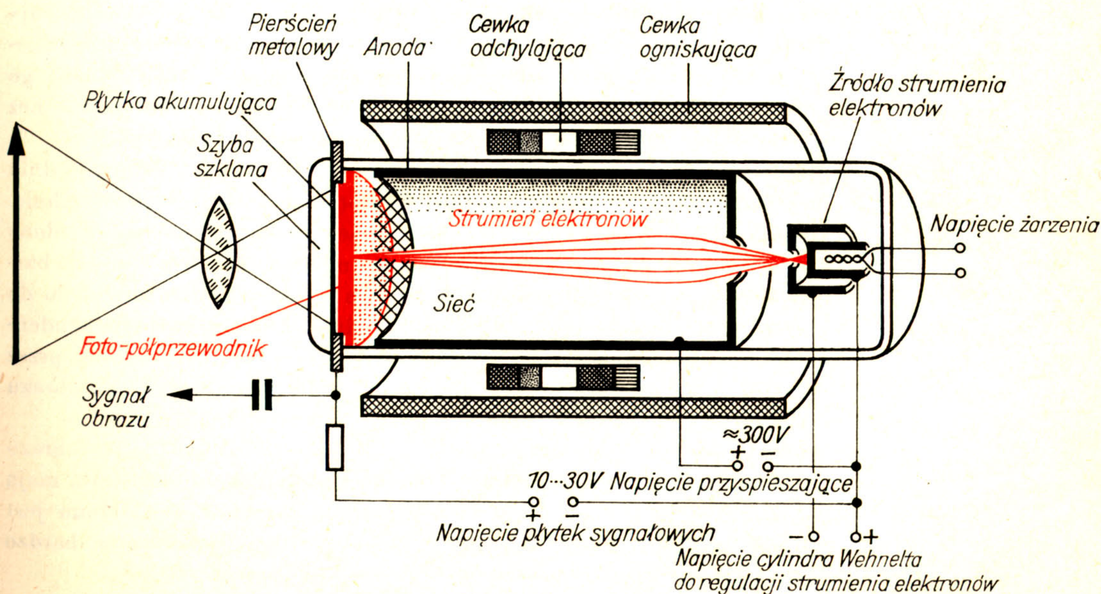
Około 1950 r. rozpowszechnił się nowy rodzaj lampy analizującej, w której – odwrotnie niż w dotychczas poznanych – do przetworzenia obrazu optycznego na elektryczny wykorzystano tzw. *fotoefekt wewnętrzny*. Nazwa zjawiska pochodzi stąd, że z powierzchni zewnętrznej nie wydoby-



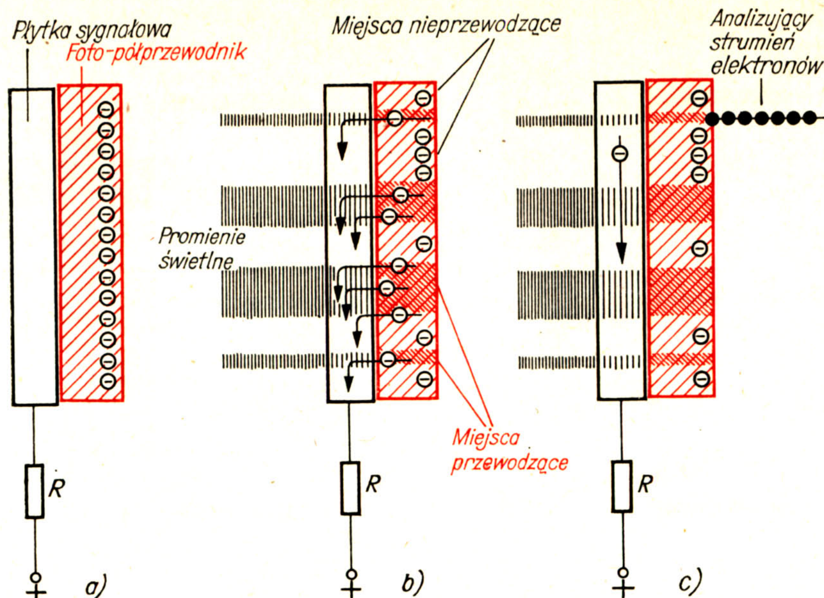
Rys. 313
Powstawanie obrazu ładunków na płytce sygnałowej ikonoskopu

wają się żadne nośniki ładunku. Niektóre półprzewodniki, na przykład selen, kupryt, siarczek ołowiawy, siarczek kadmowy, trójsiarczek antymonu, pod wpływem światła zmieniają przewodność elektryczną. Przed naświetleniem większość elektronów w metalu jest ze sobą związana w postaci siatki. Energia padającego światła wyzwala jednak z siatki pojedyncze elektrony, które mogą poruszać się jako wolne elektrony. Im intensywniejsze jest naświetlenie, tym rezystancja półprzewodnika jest mniejsza. Rys. 314 przedstawia tego rodzaju lampę zwaną *widikonem*.

Rys. 314
Schemat widikonu



Rys. 315
Działanie widikonu



Strumień elektronów przechodzi jak zwykle przez światłoczuły półprzewodnik, na który naparowana jest przezroczysta, naładowana dodatnio, metaliczna warstwa (płytka akumulująca). Powierzchnia górna półprzewodnika polaryzowana jest ujemnie przez strumień elektronów (por. rys. 315a). Tę stronę półprzewodnika i płytkę sygnałową możemy łącznie traktować jako kondensator; równolegle z nim włączony jest półprzewodnik jako rezystancja zależna od ilości światła. Gdy obraz optyczny zostanie rzucony na półprzewodnik, przewodność jego się zmienia. Jasne miejsca obrazu przewodzą lepiej niż ciemne. Z rys. 315b widzimy, w jaki sposób z miejsc, które stały się przewodzące, elektrony powierzchniowe odpływają do dodatniej płytki sygnałowej. W ten sposób płynie przez rezystor roboczy prąd, który jednak nie zawiera jeszcze sygnału obrazu. Można go porównać z anodowym prądem stałym triody, który również płynie bez wysterowania. Obraz optyczny przekształcił się w układ rezystancji.
Jeśli teraz strumień elektronów ponownie przejdzie przez półprzewodnik (rys. 315c), to elektrony przedostaną się z powrotem na jego powierzchnię. Miejsca ciemne, które jeszcze są naładowane od ostatniej analizy, wchłoną bardzo niewiele elektronów. Ale w jasnych miejscach obrazu dąży ich bardzo dużo ku powierzchni, ponieważ w tym czasie dużo ich odpłynęło do płytki sygnałowej. W tej samej chwili, zgodnie z zasadą działania kondensatora, ta sama liczba elektronów odpływa z płytki sygnałowej przez rezystor roboczy, tworząc sygnał obrazu odpowiadający jasności obrazu optycznego.
Widikon pracuje prawidłowo tylko wtedy, gdy w czasie analizy obrazu przewodność dostosowuje się do rozkładu jasności. Półprzewodniki mają jednak określoną bezwładność. Dlatego pole zastosowań widikonu jest ograniczone. Nie nadaje się on do przekazywania przebiegów bardzo szybkich.

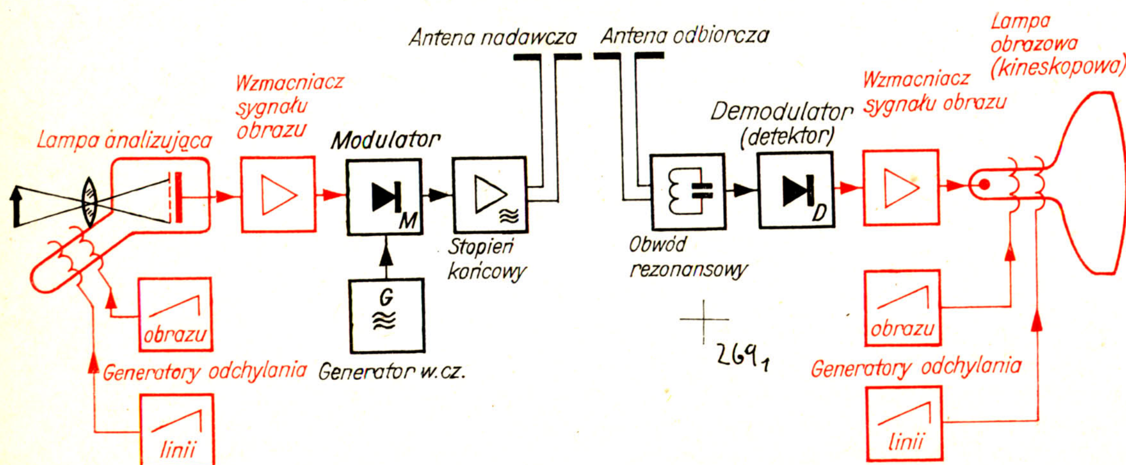
Główną jego zaletą jest jednak niewrażliwość mechaniczna i duża czułość. Te zalety otwarły nową dziedzinę zastosowań widikonu: *telewizję przemysłową*. Dopiero teraz stało się możliwe budowanie miniaturowych kamer telewizyjnych, które można stosować w miejscach trudno dostępnych. Urządzenie telewizyjne stosowane w telewizji przemysłowej składa się z trzech części składowych: kamery, urządzenia sterującego i urządzenia odbiorczego – monitora. Sygnał obrazu wytworzony w widikonie jest wstępnie wzmacniany w kamerze; główne jego wzmocnienie ma miejsce dopiero w urządzeniu sterującym. Sygnał obrazu przekazywany jest kablem do monitora. Nasze urządzenie modelowe możemy więc potraktować jako małe telewizyjne urządzenie przemysłowe.

19. Droga sygnału od kamery telewizyjnej w stacji nadawczej do odbiornika

W rozdziale 5 omówiliśmy urządzenie mikrofonowe, z którego powstaje zespół nadajnik – odbiornik radiowy. Dokładnie to samo dotyczy telewizji. Rys. 316 przedstawia schemat blokowy urządzenia, które służy do bezprzewodowego przesyłania sygnału obrazu. Kolorowa część schematu zawiera elementy naszego urządzenia modelowego, co prawda z lampą analizującą zamiast naszego dość prymitywnego urządzenia analizującego z plamką świetlną. Części schematu narysowane czarno przedstawiają pozostałe stopnie nadajnika i odbiornika (por. rys. 160 i 167).

Napięcia odchylania lampy analizującej i lampy w odbiorniku telewizyjnym wytwarzane są oddzielnie, ponieważ są one zwykle od siebie bardzo oddalone. Mimo to trzeba zapewnić synchronizm odchylania strumieni elektronów, tzn. odchylanie ich w tym samym rytmie. Dlatego i w nadajniku, i w odbiorniku poza stopniami ogólnie stosowanymi trzeba zastosować jeszcze inne, charakterystyczne dla telewizji.

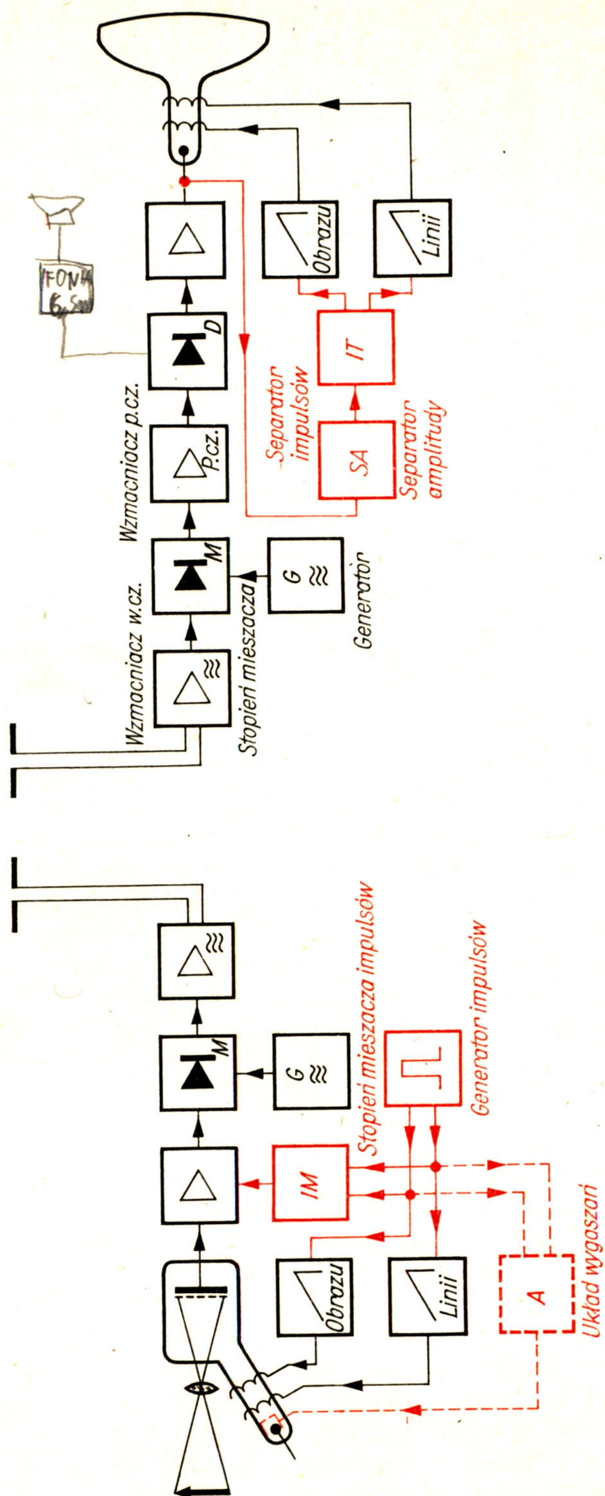
Na rys. 316 przedstawiony jest najprostszy odbiornik, użyteczny tylko w bezpośrednim sąsiedztwie nadajnika. Odbiorniki telewizyjne pracują głównie w układzie przemiany częstotliwości (por. rys. 216). Schemat

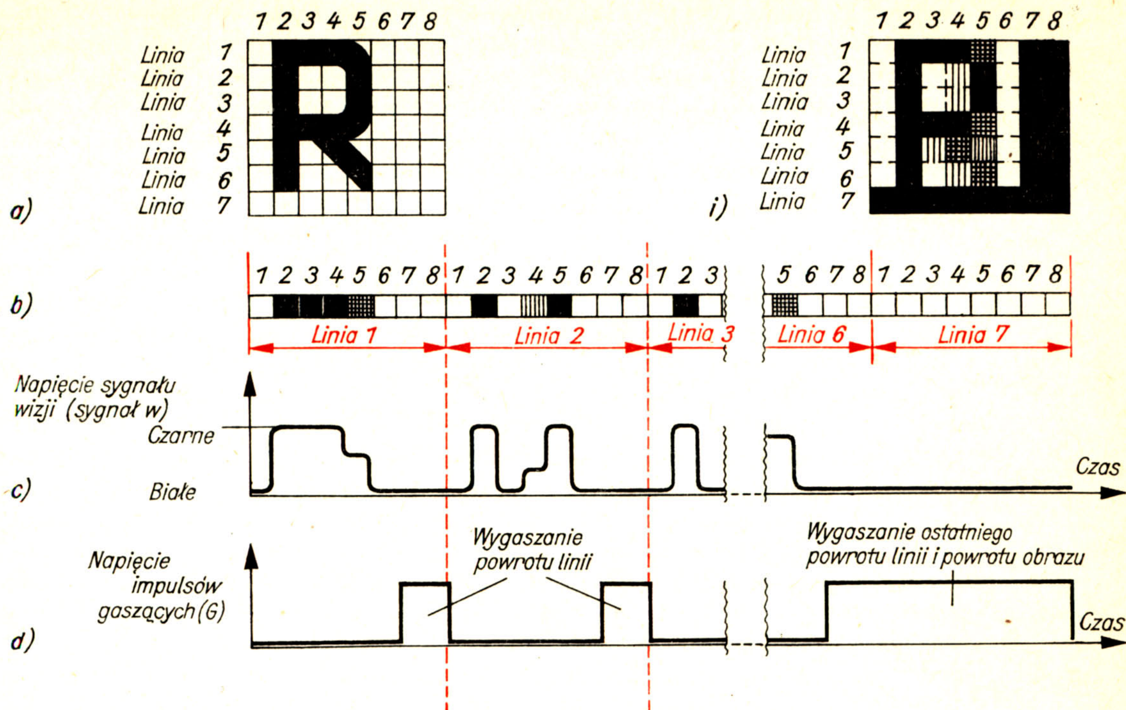


Rys. 316
Schemat blokowy bezprzewodowego przenoszenia sygnału obrazu

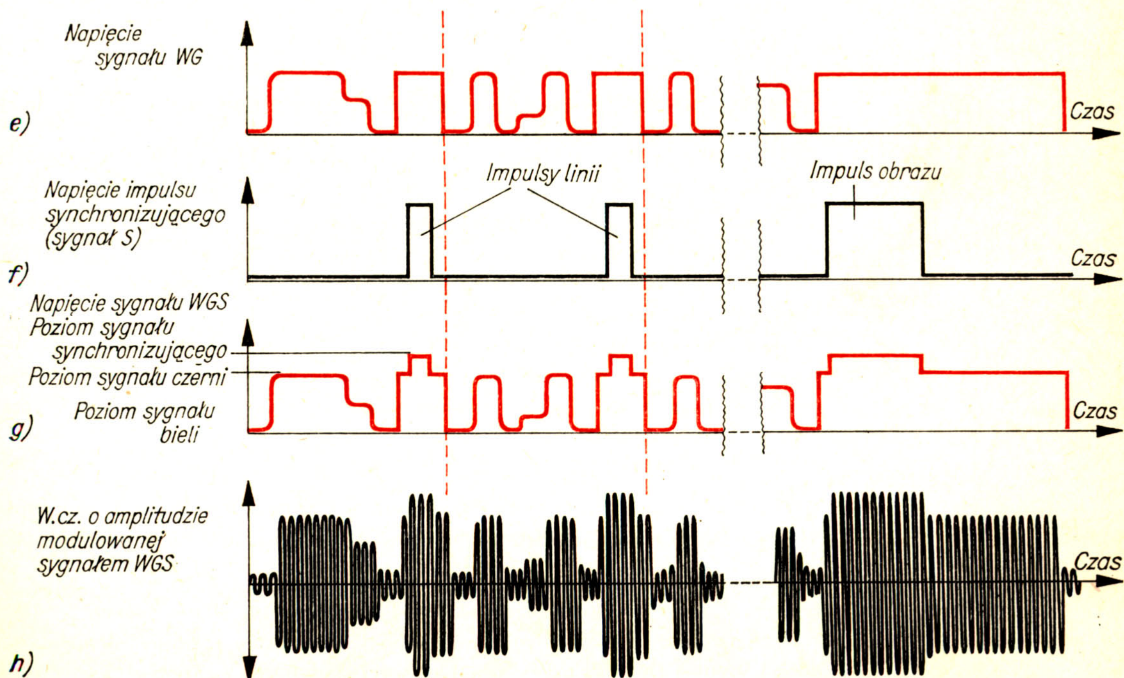
blokowy (rys. 317) przedstawia w wielkim uproszczeniu telewizyjną stację nadawczą i pełnowartościowy odbiornik telewizyjny. Na razie nie będziemy uwzględniali sprawy przekazywania fonii; wrócimy do niej później.
Z działaniem telewizji zaznajomimy się na przykładzie schematu blokowego i uproszczonych wykresów (rys. 318). Plansza z rys. 318a odtwarzana jest na płytce sygnałowej lampy analizującej. Strumień elektronów ma ją rozłożyć na siedem linii. Ruch strumienia analizującego nie może odbywać się dowolnie; musi być ściśle sterowany. Zadanie to spełnia *generator synchronizujący*. Wytwarza on impulsy prostokątne, poprzez które synchronizowane są generatory odchylania pionowego i poziomego. *Impulsy synchronizacji linii* kończą każdorazowo analizę linii, *impuls synchronizacji obrazu* (*ramki*) wyzwala powrót odchylania pionowego. Oba rodzaje impulsów wyróżniają się swym czasem trwania lub szerokością (por. 318f).
Sterowany strumień elektronów analizuje punkty obrazu o różnej jasności, kolejno linia po linii. Przebieg ten schematycznie przedstawia rys. 318b. Pod pojęciem ,,punkt obrazu" w technice telewizji rozumie się kwadratowy element płaski, którego bok równa się grubości linii. Lampa analizująca jest źródłem napięcia sygnału wizji (patrz rys. 318c). Napięcie to wytwarzane było również w naszym urządzeniu analizującym z ruchomą plamką świetlną i oglądaliśmy je na ekranie oscyloskopu (rys. 305).
Często przeszkadza nam powrót linii widoczny na ekranie oscyloskopu. Dlatego w obu naszych generatorach odchylania przewidzieliśmy możliwość wygaszenia strumienia powrotnego. W telewizji impuls powrotu ramki bardzo by przeszkadzał; doświadczyliśmy tego sami. Dlatego już w lampie analizującej wygasza się zarówno powrót linii, jak i ramki. Służy do tego *układ wygaszania*. Jest on, podobnie jak generatory odchylania, sterowany przez generator synchronizujący i podaje *impuls wygaszający*, zgodnie z rys. 318d, na cylinder Wehnelta lampy analizującej. Na jej wyjściu w chwili powrotu zamiast napięcia odpowiadającego jasnemu punktowi planszy, występuje wartość napięcia odpowiadająca ciemnym punktom obrazu.
Rys. 318e przedstawia przebieg napięcia wytwarzanego przez lampę analizującą. Impulsy wygaszające, zawarte w sygnale WG (treść obrazu i impuls wygaszający), służą do wygaszania powrotu strumienia w odbiorniku telewizyjnym. Specjalne urządzenia czy układy stosowane w naszym oscyloskopie nie są już do tego potrzebne. Aby generatory odchylania w odbiorniku pracowały synchronicznie z generatorami odchylania w stacji nadawczej, trzeba bezprzewodowo przenosić do odbiornika impulsy generatora synchronizującego. W tym celu w *stopniu mieszacza impulsów* są ze sobą we właściwej kolejności łączone impulsy linii i ramki, a w stopniu wzmacniacza sygnału obrazu są one z kolei nakładane na sygnał WG. Na wejściu stopnia modulacji występuje zatem tzw. sygnał WGS (wizja, gaszenie, synchronizacja) zawierający treść obrazu, impulsy wygaszające i impulsy synchronizujące. Przebieg napięcia tego sygnału widać na rys. 318g. Sygnał nośny wielkiej częstotliwości stacji nadawczej jest modulowany w systemie modulacji amplitudy przez sygnał WGS (por. rys. 318h), wzmocniony końcowo i w postaci fali elektromagnetycznej wypromieniowany przez antenę stacji nadawczej.

Rys. 317
Schemat blokowy urządzenia telewizyjnego





Rys. 318
Omówienie sygnału stacji telewizyjnej



Znamy zasady działania odbiornika z modulacją częstotliwości (rys. 215) i dlatego nie ma potrzeby wyjaśniać, w jaki sposób na wyjściu wzmacniacza końcowego uzyskujemy z powrotem sygnał WGS zgodny z rys. 318g. Wzmacniacza tego w technice telewizyjnej nie nazwiemy już jednak wzmacniaczem małej częstotliwości. Ma on za zadanie wzmacnianie częstotliwości, które leżą znacznie powyżej granicy słyszalności. Technicy nazywają go *wzmacniaczem wizji* (Słowo „wizja" jest pochodzenia łacińskiego i znaczy: widzenie). Ze wzmacniacza wizji sygnał przenosi się, podobnie jak w naszym modelu telewizji, prosto do cylindra Wehnelta w lampie odbiornika telewizyjnego i moduluje natężenie strumienia elektronów (jasność). Impulsy wygaszające zawarte w zespolonym sygnale wizji wygaszają napięcia powrotu strumienia elektronów.
Sygnał wizji przenosi poza tym impulsy synchronizujące. W *separatorze amplitudy* sygnał WG jest wytłumiony, wskutek czego na jego wyjściu pozostają jeszcze tylko impulsy synchronizujące. Są one następnie rozdzielane w *stopniu separatora impulsów* na impulsy linii i ramki, po czym są doprowadzane do generatorów odchylania. To zapewnia synchroniczną pracę generatorów odchylania lampy analizującej i wszystkich lamp kineskopowych w odbiornikach. Działaniu stopni odbiornika mających znaczenie przy odtwarzaniu impulsów przyjrzymy się później bardziej szczegółowo.
Na ekranie lampy telewizyjnej ukazuje się obraz według rys. 318i. Z trudem można rozpoznać planszę. Plansza i obraz są do siebie tym bardziej podobne, im większa jest liczba linii. W miarę wzrostu liczby linii rosną jednak koszty urządzeń telewizyjnych. Wspomnieliśmy już, że od częstotliwości odchylania poziomego (linii) zależy szerokość pasma stacji nadawczej. Zbadajmy tę zależność!

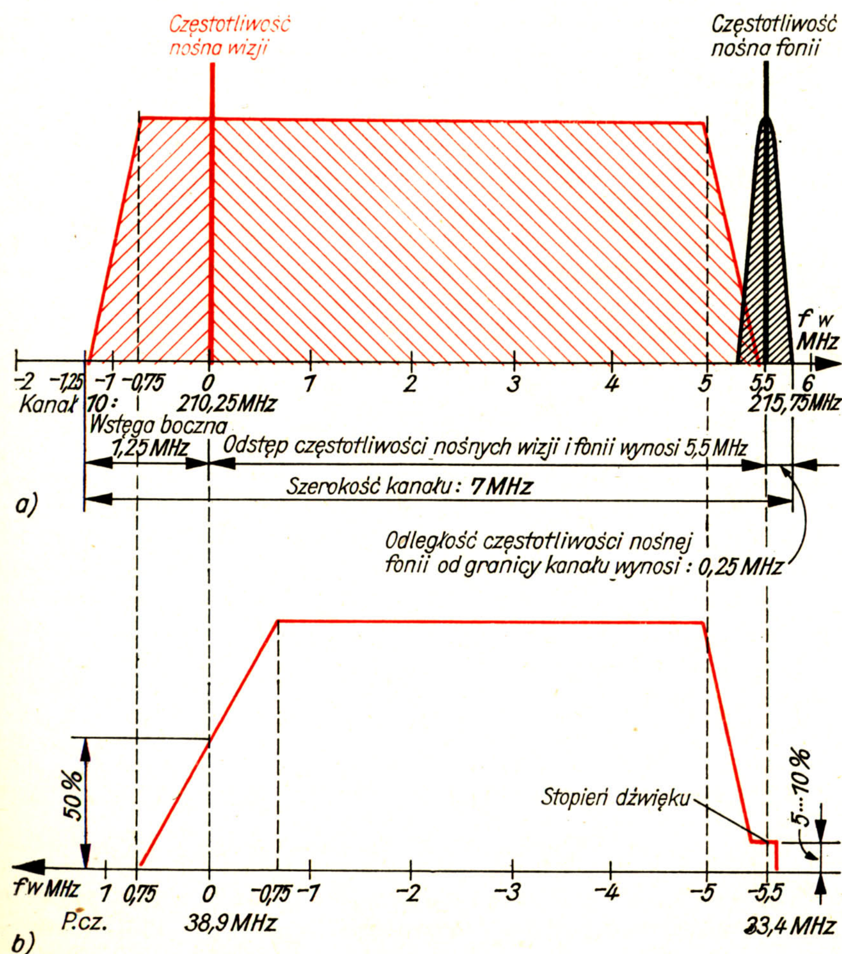
Częstotliwość telewizji i co od niej zależy

Zgodnie z normą europejską, dotyczącą telewizji (norma CCIR)[1], obraz o stosunku szerokości do wysokości jak 4 : 3 jest przekazywany w 625 liniach metodą wybierania międzyliniowego, przy 25 zmianach obrazu w ciągu sekundy. Dla ustalenia największej częstotliwości wizji wyobraźmy sobie planszę, która od lewej strony do prawej składa się z czarnych i białych pasków pionowych. Każdy pasek powinien mieć szerokość punktu obrazu. Wszystkich 625 linii nie można zużyć do przenoszenia obrazu, ponieważ w czasie powrotu odchylania pionowego linie muszą być wygaszone. Norma CCIR przewiduje na impuls wygaszający powrót odchylania pionowego 6,5% wysokości obrazu. Stąd $\frac{6,5}{100} \cdot 625$ linii $= 40$ linii jest straconych. Obraz w odbiorniku składa się zatem już tylko z 585 linii. W jednej linii naszego umownego obrazu, składającego się z pasków, powinno występować w odbiorniku $\frac{4}{3} \cdot 585$ punktów obrazu $= 780$ punktów

[1] CCIR: Comité Consultatif International Radiocommunications (Międzynarodowy Komitet Doradczy do spraw Łączności Radiowej).

obrazu. Dopiero po ich zanalizowaniu może pojawić się impuls wygaszający powrót odchylania poziomego. Ustalono, że ma on wynosić 18,85% długości linii. Uzyskane 780 punktów obrazu muszą wynosić 81,15% czasu trwania linii po to, aby format widocznej części obrazu pozostał bez zmian 4 : 3.

Zapis jednej linii z wygaszaniem trwa 625-część czasu analizy obrazu. Wynosi to $\frac{1}{25 \cdot 625} = 64 \cdot 10^{-6}$ s $= 64$ µs, z czego na 81,15% linii przenoszących sygnał obrazu przypada $\frac{81,15}{100} \cdot 64$ µs $= 52$ µs. W czasie tym należy dokonać analizy 780 punktów obrazu. Jak zauważyliśmy w czasie badania powstawania napięcia sygnału obrazu, jeden okres napięcia musi przenieść dwa paski lub punkty obrazu o różnej jasności. W naszym przykładzie sygnał wizji musi w ciągu 52 µs objąć $\frac{780}{2}$ okresy $= 390$ okresów. Wynika stąd czas trwania okresu $T = \frac{52\ \mu s}{390} = 0,134$ µs. Najwyższa



Rys. 319
Porównanie pasma nadawania i krzywej przepuszczania wzmacniacza p. cz.:
a) idealne pasmo częstotliwości stacji nadawczej;
b) idealna krzywa przepuszczania wzmacniacza p. cz.

częstotliwość wizji wynosi zatem $f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0{,}134\ \mu s} = 7{,}5 \cdot 10^6$ Hz = = 7,5 MHz. Praktyka telewizji dowiodła jednak, że dobrą jakość obrazu osiąga się już przy 5 MHz. A więc górna granica częstotliwości wzmacniacza wizji wynosi 5 MHz. Widać znaczną różnicę w szerokości pasma w stosunku do zwykłego wzmacniacza małej częstotliwości.

Częstotliwość nośna stacji nadawczej powinna być co najmniej dziesięciokrotnie większa od maksymalnej częstotliwości modulacji. Z tego względu nadawanie programu telewizyjnego możliwe jest tylko w zakresie UKF. W tabl. 16 w „Dodatku" podano częstotliwości nośne, oznaczenia kanałów i stacje telewizyjne w Polsce.

W stacjach telewizyjnych, podobnie jak w radiostacjach, powstają wskutek modulacji dwie wstęgi boczne. Pasmo stacji pracującej w kanale 10 na częstotliwości 207,25 MHz obejmuje zakres 207,25 MHz — 5 MHz = = 202,25 MHz do 207,25 MHz + 5 MHz = 212,25 MHz. Z tabl. 16 widać jednak, że w zakresie dolnej wstęgi bocznej, mianowicie przy 205,75 MHz, nadaje fonię stacja pracująca w kanale 9.

Względy gospodarcze przemawiają za tym, aby stacja telewizyjna prawie całkowicie eliminowała dolną wstęgę boczną, a wysyłała tylko wstęgę górną. Fonia towarzysząca wizji pochodzi z oddzielnego nadajnika, pracującego na częstotliwości większej o 5,5 MHz od częstotliwości nośnej wizji[1]. Częstotliwości nośne fonii i wizji nadawane są ze wspólnej anteny. Odstęp między nimi jest konieczny po to, aby odbiór nie był zakłócony przez ich wzajemne oddziaływanie. Na rys. 319a widać znormalizowane pasmo stacji telewizyjnej.

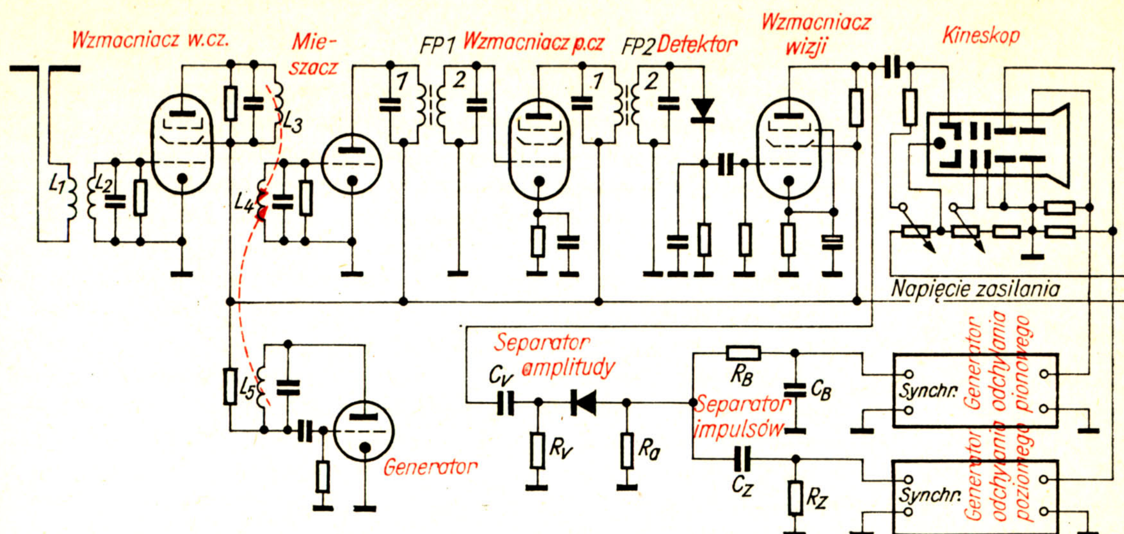
W telewizorze odnajdujemy znane podzespoły . . .

Bardzo duża szerokość pasma stawia naturalnie znacznie wyższe wymagania odbiornikom telewizyjnym, niż przywykliśmy do tego w radioodbiornikach. Na przykładzie schematu ideowego zajmiemy się więc trochę szczegółami budowy telewizora. Wiemy już, jak działa odbiornik superheterodynowy. Rozpatrzmy teraz rys. 320.

Sygnał w. cz. stacji telewizyjnej przez sprzężenie indukcyjne cewki antenowej L_1 i L_2 przedostaje się do obwodu wejściowego wzmacniacza w. cz. Jest tu wzmacniany i pobudza obwód drgający z cewką L_3. Oba obwody są nastrojone na częstotliwość pośrednią między częstotliwością nośną wizji i fonii. Wymaganą szerokość pasma uzyskuje się przez dodatkowe tłumienie. Służą do tego rezystory włączone równolegle do obwodów. Wzmocniony sygnał w. cz. przenosi się poprzez sprzężenie cewki L_3 do cewki L_4 w obwodzie wejściowym stopnia mieszacza. Jednocześnie poprzez L_5 do L_4 dostaje się sygnał lokalnego generatora (heterodyny). Ten sposób przemiany częstotliwości w jednym obwodzie nie jest dla nas nowością. Zupełnie tak samo działał mieszacz podczas przemiany częstotliwości w doświadczeniu, do którego schemat podany jest na rys. 214.

W telewizorze, jak w radioodbiorniku typu super, częstotliwość generatora

1 W standarcie CCIR. Natomiast w standarcie OIRT, obowiązującym w Polsce, różnica ta wynosi 6,5 MHz.



Rys. 320
Ideowy układ połączeń odbiornika telewizyjnego

jest większa o częstotliwość pośrednią od odbieranej częstotliwości stacji. Jako częstotliwość pośrednią wizji wybiera się na ogół 38,9 MHz. Przy odbiorze stacji pracującej w kanale 10 generator musi więc wytwarzać drgania o częstotliwości $f_G = f_O + f_{p.cz.} = 207{,}25 \text{ MHz} + 38{,}9 \text{ MHz} = 246{,}15 \text{ MHz}$. Częstotliwość nośna wizji w kanale 10 wynosi 215,75 MHz. Częstotliwość pośrednia fonii wynosi zatem $f_{p.cz.} = f_G - f_O = 246{,}15 \text{ MHz} - 213{,}75 \text{ MHz} = 32{,}4 \text{ MHz}$. Również i w częstotliwości pośredniej pozostaje odstęp 5,5 MHz pomiędzy wizją i fonią. Ale zauważmy, że w paśmie stacji nadawczej częstotliwość nośna fonii leży powyżej częstotliwości nośnej wizji, natomiast częstotliwość pośrednia fonii na odwrót – jest przesunięta poniżej częstotliwości wizji. Przemiana częstotliwości powoduje „odbicie lustrzane".

W obwodzie anodowym stopnia mieszacza częstotliwość pośrednia przechodzi przez filtr a następnie przez obwód rezonansowy 2 filtru pasmowego *FP1* dostaje się do wzmacniacza p. cz. Właśnie od niego zależy w znacznej mierze jakość odbioru obrazu. Krzywą przepustowości tego filtru przedstawia rys. 319b. Częstotliwość nośna wizji występuje na opadającym zboczu krzywej przepustowości, a nie jak we wzmacniaczu p. cz. w radioodbiorniku – w środku zakresu. Wynika to z przyczyn następujących: stacja nadawcza nadaje niskie częstotliwości wizji od 0 do 0,75 MHz dwukrotnie, po to, aby dolna wstęga boczna nie została całkowicie wytłumiona. Te częstotliwości muszą być mniej wzmacniane we wzmacniaczu p. cz. niż częstotliwości powyżej 0,75 MHz. Dlatego częstotliwość nośna wizji leży dokładnie w środku opadającego zbocza krzywej przepustowej, którego szerokość wynosi 1,5 MHz.

Częstotliwość nośna fonii dostaje się również do wzmacniacza p. cz. wizji. Wolno ją jednak wzmocnić tylko na tyle nieznacznie, aby w obrazie nie wystąpiły żadne zakłócenia pochodzące od fonii. Nie można jej wytłumić całkowicie, bowiem również i ona ma być odbierana.

Za pomocą jednostopniowego wzmacniacza p. cz – jak to w uproszczeniu

podano na schemacie ideowym – nie można osiągnąć wymaganej charakterystyki przepustowej. Dlatego zbudujemy wzmacniacz trzystopniowy. W drugi obwód filtru pasmowego *FP2* włączony jest detektor sygnału wizji. W radioodbiorniku było obojętne, którą połówkę p. cz. obetniemy; w telewizorze przy niewłaściwej polaryzacji detektora otrzymamy na ekranie negatyw obrazu. Czarne miejsca będą odtwarzane jako białe, a białe jako czarne. Kondensator włączony równolegle do rezystora roboczego detektora zwiera pozostałości p. cz. Następującego z kolei wzmacniacza wizji nie trzeba omawiać. Jak już wspomnieliśmy, musi on charakteryzować się szerokością pasma około 5 MHz.

Wróćmy raz jeszcze do detektora wizji. Na jego wejściu prócz p. cz. wizji wynoszącej 38,9 MHz występuje również p. cz. fonii 33,4 MHz[1]. W stopniu mieszacza odbiornika telewizyjnego z częstotliwości $f_O = 210{,}25$ MHz i $f_G = 249{,}15$ MHz powstaje częstotliwość pośrednia $f_{p.cz.} = f_G - f_O = 249{,}15 \text{ MHz} - 210{,}25 \text{ MHz} = 38{,}9$ MHz; wobec tego na diodzie musi wystąpić częstotliwość $f_R = f_{p.cz.\,wizji} - f_{p.cz.\,fonii} = 38{,}9 \text{ MHz} - 33{,}4 \text{ MHz} = 5{,}5$ MHz.

Nazywamy ją *częstotliwością różnicową* i celem odtworzenia fonii możemy ją wyodrębnić na wyjściu wzmacniacza wizji za pomocą obwodu rezonansowego nastrojonego na 5,5 MHz.

Ze wzmacniacza wizji sygnał WGS doprowadzany jest do lampy obrazowej i do wejścia separatora amplitudy. Na schemacie ideowym zamiast lampy obrazowej podano lampę oscyloskopową, ponieważ do budowy telewizora użyjemy naszego oscyloskopu wraz z obydwoma generatorami odchylania. W normalnym telewizorze strumień elektronów odchylany jest elektromagnetycznie, a wzmacniacz wizji jest inaczej połączony z lampą. Sygnał wizji doprowadzony jest nie do cylindra Wehnelta, lecz do katody. Ma to pewne zalety, w które nie będziemy tu wnikać. W zasadzie jest bez znaczenia; czy cylinder Wehnelta jest sterowany bardziej ujemnie niż katoda, czy na odwrót.

. . . i nowe układy

Zajmijmy się teraz stopniami charakterystycznymi dla odbiornika telewizyjnego. Wiemy już, że separator amplitudy musi tłumić składową WG sygnału wizji.

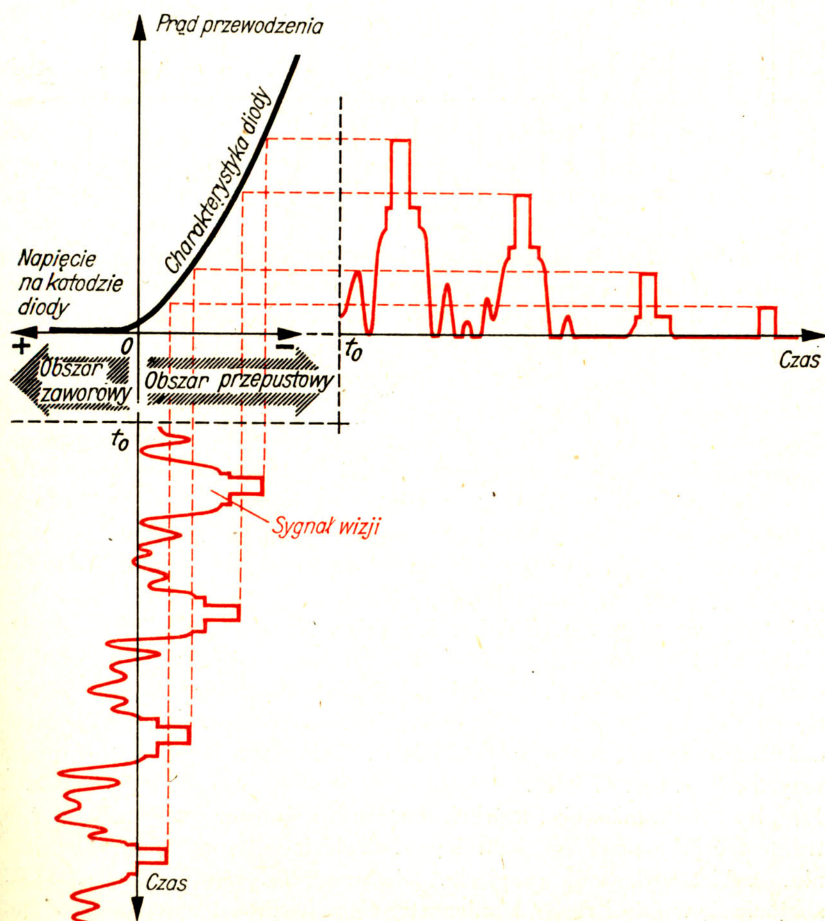
Najpierw ustalmy biegunowość sygnału na wyjściu wzmacniacza wizji. W czarnych miejscach obrazu cylinder Wehnelta musi być bardziej ujemny niż w punktach jasnych. Stąd wnioskujemy, że największą wartością napięcia ujemnego wewnętrz sygnału WGS muszą odznaczać się impulsy synchronizujące. Ujemny sygnał wizji dostaje się przez kondensator C_V do katody diody, co powoduje przepływ prądu przewodzenia. Prąd ten płynie przez wysokoomowy rezystor R_V do masy; w rezultacie powstaje na nim spadek napięcia, który polaryzuje kondensator C_V dodatnio, wskutek czego katoda diody otrzymuje napięcie wstępne dodatnie. Teraz tylko najbardziej ujemne części sygnału wizji, to znaczy właśnie impulsy syn-

1 Omówione przykłady odnoszą się do standardu CCIR, a więc do odstępu pomiędzy częstotliwościami nośnymi fonii i wizji równego 5,5 MHz.

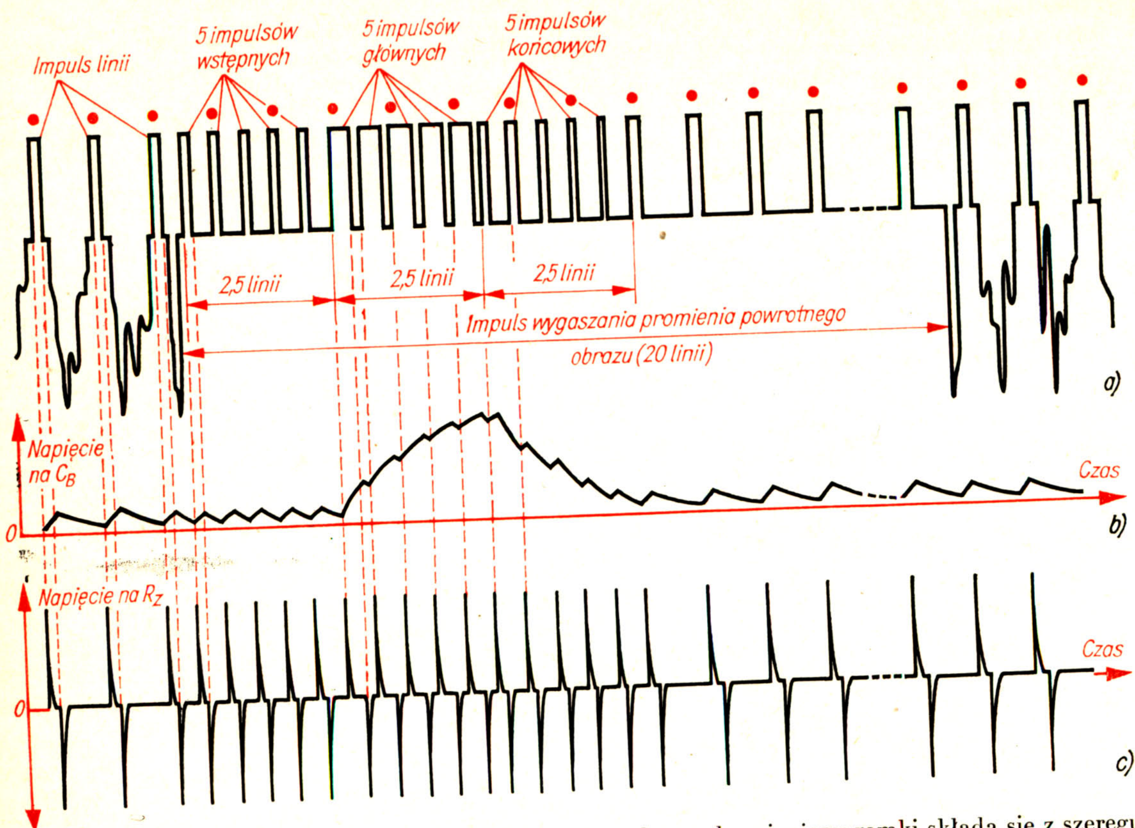
chronizujące, przedostają się przez diodę. Mniej ujemna treść obrazu nie jest w stanie skompensować dodatniego napięcia wstępnego katody i ulega obcięciu. Na rezystorze roboczym R_a występują już tylko impulsy synchronizujące. Przebieg na rys. 321 już znamy. W podobnej postaci oglądaliśmy go rozważając audion. I tam też napięcie wstępne było wytwarzane automatycznie przez układ *RC* włączony na siatkę. Prąd siatkowy audionu odpowiada naszemu prądowi przewodzenia.

Po odtworzeniu impulsów synchronizujących trzeba je rozdzielić na impulsy linii i obrazu. Rolę tę spełnia człon *RC*. Zanim zajmiemy się właściwym przebiegiem rozdzielania, rozpatrzmy raz jeszcze rys. 318f. Szeroki impuls synchronizujący obrazu wyzwala i przedostatni powrót odchylania linii, i powrót odchylania pionowego. Ostatni powrót odchylania linii podczas wygaszania powrotu odchylania pionowego musi jednak obyć się bez sterowania. W przypadku jednej linii nie jest to niebezpieczne. Wiemy jednak, że podczas każdej analizy obrazu 40 linii jest wygaszonych ze względu na powrót odchylania pionowego. Te 40 okresów generatora odchylania poziomego trzeba również zsynchronizować.

Poza tym metoda wybierania międzyliniowego zakłada dużą dokładność



Rys. 321
Działanie separatora amplitudy

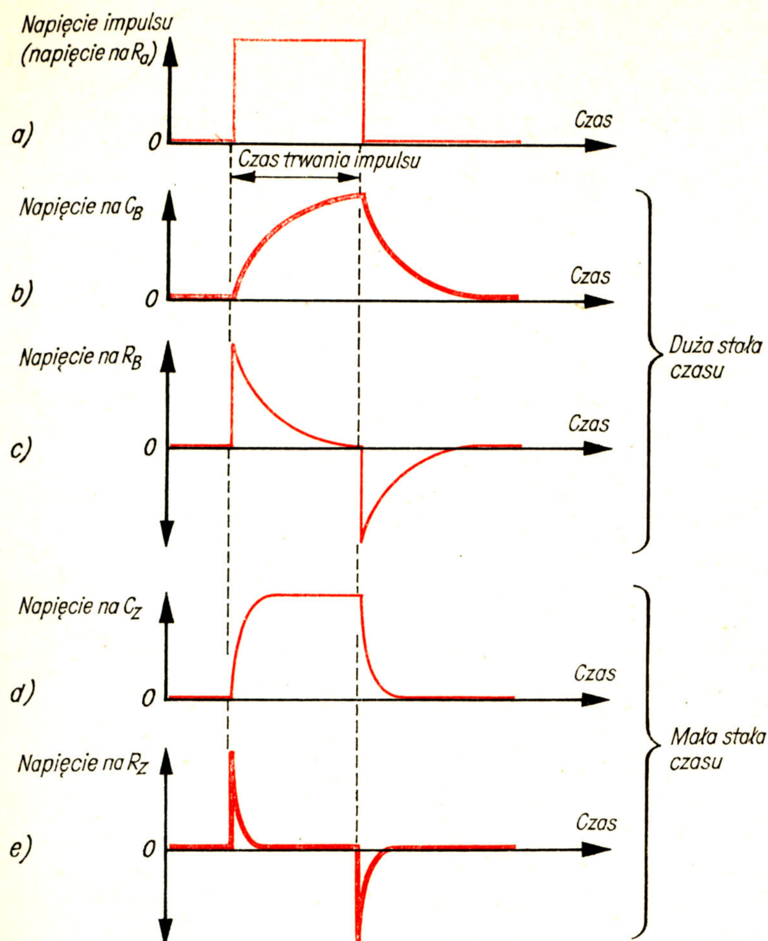


Rys. 322
Kolejność impulsów synchronizacji półobrazu i oddzielanie impulsów linii i obrazu

zapisu półlinii. Dlatego impuls synchronizujący ramki składa się z szeregu pojedynczych impulsów. Kolejność impulsów przedstawia rys. 322a. Przed impulsem wygaszającym powrót półobrazu widać jeszcze trzy linie zawierające impulsy synchronizacji linii. Następnie pojawia się impuls wygaszający składający się z 5 impulsów wstępnych w odległości półlinii, 5 impulsów głównych i 5 impulsów końcowych. Impulsy wstępne trwają 2,3 µs, główne —27,3 µs i końcowe znowu 2,3 µs. Na zakończenie pojawia się 13 impulsów synchronizacji linii – na rysunku pokazano tylko 6 – każdy o czasie trwania 12 µs. Zapewnia to synchroniczne działanie generatora odchylania poziomego również w czasie wygaszania powrotu odchylania pionowego. Wszystkie impulsy zaznaczone czerwoną kropką pobudzają generator odchylania poziomego.

Zajmijmy się teraz *rozdzielaniem impulsów*. Na schemacie ideowym odbiornika telewizyjnego (rys. 320) do separatora amplitudy dołączone są dwa proste układy *RC*. Rozdzielone impulsy synchronizujące dostają się do układu $R_B C_B$ i do układu $R_Z C_Z$. Szczególnie $R_B C_B$ przypomina doświadczenie wykonane w rozdziale 4: ładowanie kondensatora przez rezystor (por. rys. 47 i 48).

Impulsy synchronizujące, których dostarcza separator amplitudy, można traktować jako przebiegi prostokątne. Czoło impulsu odpowiada włączeniu, grzbiet wyłączeniu napięcia. Kiedy impuls, zgodnie z rys. 323a, znajdzie się w gałęzi $R_B C_B$, kondensator C_B zostanie naładowany przez R_B.



Rys. 323
Wytwarzanie impulsów przez człony RC o różnych stałych czasu

Przebieg ten przedstawiony jest na rys. 323b. Gdy napięcie impulsu spadnie ponownie do zera, C_B rozładowuje się przez R_B. Napięcie na kondensatorze spada.

Przyczyną spadku napięcia na R_B jest przepływ prądu ładowania. Wiemy, że jest on największy w chwili rozpoczęcia ładowania, a potem maleje. Ponieważ prąd i napięcie w przypadku rezystancji są do siebie wprost proporcjonalne, zatem napięcie na R_B musi przebiegać tak jak prąd płynący przez R_B (patrz rys. 323c). Koniec impulsu powoduje przepływ prądu wyładowania kondensatora przez R_B, co znowu pociąga za sobą spadek napięcia. Wyjaśni nam to następujące rozważanie: suma spadków napięcia na kondensatorze i rezystorze musi być równa napięciu impulsu. Można to sprawdzić w ciągu trwania impulsu, dodając wartości chwilowe napięć przedstawionych na rys. 323b i 323c.

Po ustaniu impulsu napięcie na rezystorze ściśle skompensuje napięcie na kondensatorze, a więc musi mieć podobny kształt z odwrotną biegunowością. Niech nas to nie dziwi: przecież prąd wyładowania płynie w kierun-

ku przeciwnym do prądu ładowania. Jak szybko napięcie na kondensatorze osiąga swą największą wartość – zależy od iloczynu τ (wymawiaj: tau) $= R \cdot C$. W doświadczeniu według rys. 47 $C = 500\ \mu F$, a R było równe 10 kΩ. Iloczyn wynosi $\tau = R \cdot C = 10\ k\Omega \cdot 500\ \mu F = 10^4 \cdot 5 \cdot 10^{-4} = 5\ s$.

Ponieważ iloczyn ten charakteryzuje się tą samą jednostką miary co czas, nazywamy go *stałą czasu*. Dla stałych czasu mniejszych niż pokazano na rys. 232b i 323c, napięcia przebiegają w sposób przedstawiony na rys. 323d i 323e.

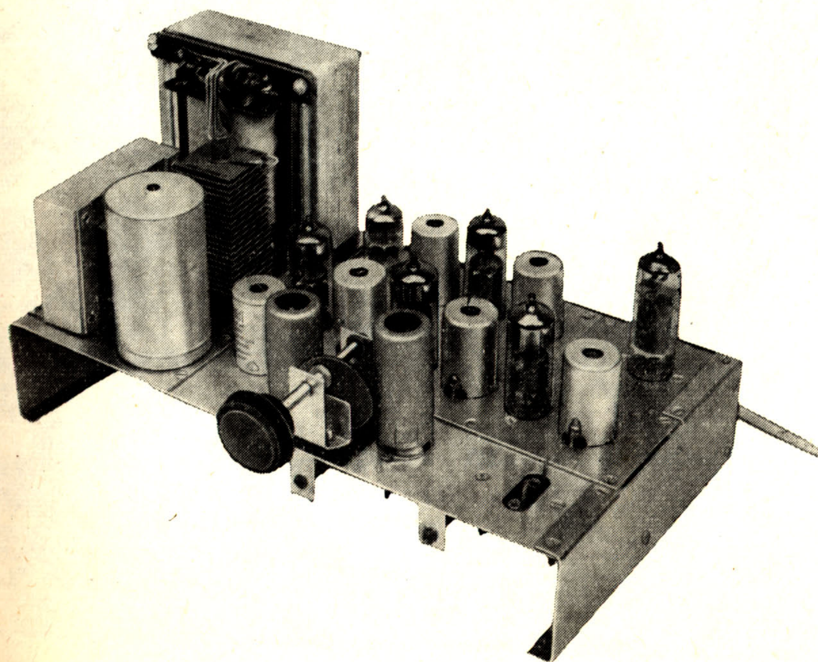
Na powrót odchylania pionowego przeznaczone jest znacznie więcej czasu niż na powrót odchylania poziomego. Dlatego stałą czasu członu RC impulsu obrazu dobiera się jako znacznie większą od stałej członu RC impulsu linii. Spadek napięcia na C wg rys. 323b służy do synchronizacji generatora odchylania pionowego, a spadek napięcia na R_z wg rys. 323e jest przekazywany do generatora odchylania poziomego.

Z rys. 322b i 322c widać, jaki jest rzeczywisty stosunek napięć na podzespołach C_B i R_z podczas rzeczywistego szeregu impulsów. W krótkim czasie trwania impulsów synchronizacji linii kondensator C_B jest naładowany tylko częściowo. Dopiero gdy pojawi się 5 szerokich impulsów głównych, napięcie na nim znacznie rośnie. Z zespołu impulsów synchronizujących wyodrębniony zostaje impuls synchronizujący obrazu. Powoduje on rozpoczęcie odchylania pionowego przez generator.

20. Budujemy odbiornik telewizyjny

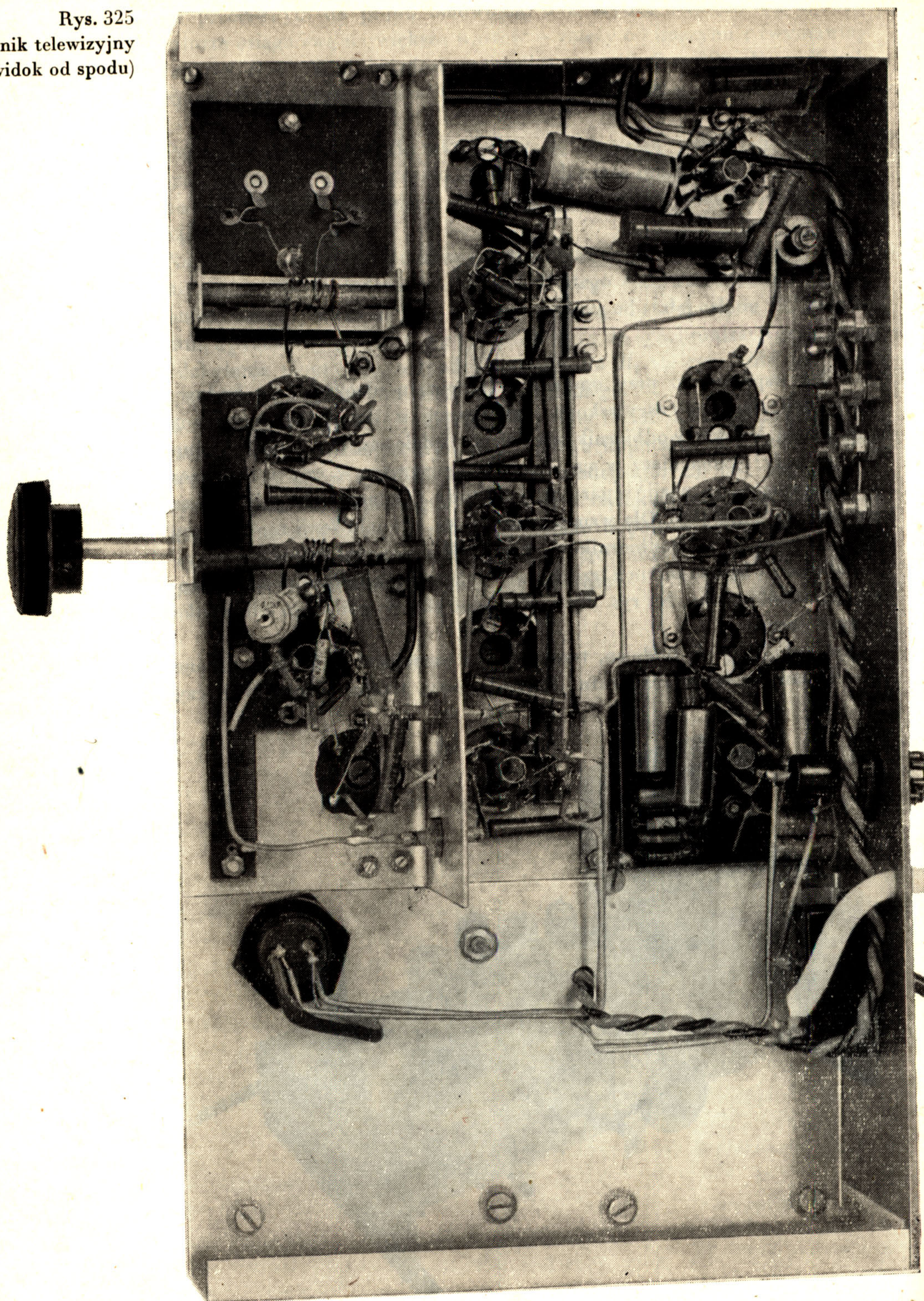
Jak już wspomniano przy omawianiu schematu ideowego, do budowy telewizora użyjemy oscyloskopu katodowego z dwoma generatorami odchylania. Właściwy odbiornik telewizyjny będzie zawierał tylko następujące zespoły: wzmacniacz w. cz., mieszacz, generator w. cz., wzmacniacz p. cz., wzmacniacz wizji, separator amplitudy i separator impulsów oraz wzmacniacz fonii *WF*. Dla wzmocnienia m. cz. sygnału fonii zastosujemy jeden z naszych radioodbiorników. Nasze odbiorcze urządzenie telewizyjne składać się będzie zatem z trzech głównych części: odbiornika, oscyloskopu i radioodbiornika. Na rys. 324 i 325 widać chassis gotowego odbiornika telewizyjnego.

Zanim zajmiemy się budową, trzeba chyba oszacować nakłady związane z wykonaniem takiego aparatu. Innymi słowy, trzeba zdecydować, czy



Rys. 324
Chassis naszego odbiornika telewizyjnego

Rys. 325
Odbiornik telewizyjny
(widok od spodu)



budowa odbiornika nam się opłaci. Decyzję tę każdy musi podjąć samodzielnie. Telewizor, wykonany przez najzręczniejszego nawet radioamatora, nie da się porównać z telewizorem wykonanym fabrycznie. Trzeba raz jeszcze zwrócić uwagę na to, że maksymalne wymiary obrazu wyniosą około 5 cm × 6,7 cm. Nawet przy najlepszej jakości obrazu zginie wiele szczegółów. Trzeba również wkalkulować niemały nakład czasu i kosztów. Wartość naszego urządzenia polega w pierwszym rzędzie na tym, że jego wykonawca praktycznie sprawdzi i przekona się, jak działają i współpracują ze sobą wszystkie ważniejsze zespoły.

Chociaż opis budowy zawiera dużo praktycznych wskazówek, mimo to nie można spodziewać się gotowej recepty. Budowa telewizora stawia wymagania daleko wyższe od tych, które stawiano nam do tej pory. Nawet ci Czytelnicy, którzy do tego miejsca wszystko dobrze zrozumieli, przemyśleli i zbudowali, mają tylko 80 lub 90% pewności, że rezultat będzie pomyślny. Nikt nie może dać gwarancji, że wszystko na pewno się uda. A w ogóle co można tu nazwać *wynikiem pomyślnym*? Niektórzy Czytelnicy będą uszczęśliwieni, jak po wielodniowych próbach ujrzą wśród trzasków zarys ,,obrazu''; inni nie będą zadowoleni nawet wówczas, gdy na małym ekranie oscyloskopu odbiorą obraz pod każdym względem poprawny. ,,Pomyślny wynik'' to sprawa względna. Nie chcemy zniechęcać Czytelnika, ale jesteśmy zobowiązani ostrzec go przed nieprzemyślanymi krokami i skłonić do zastanowienia. Nawet doświadczonemu radioamatorowi nie wszystko od razu musi się udać.

Zaczynamy budowę telewizora od obliczenia i wykonania transformatora i dławika sieciowego dla zasilacza. Jako napięcie anodowe wybieramy 200 V, napięcie żarzenia wynosi 6,3 V. W sumie należy zasilać następujące lampy: wzmacniacz w. cz.: EF 80; generator i mieszacz ECC 81, wzmacniacz p. cz.: 3 × EF 80; wzmacniacz wizji: EL 83, wzmacniacz impulsów synchronizujących: ECC 81, wzmacniacz fonii *WF*; EF 80. Zgodnie z tabl. 11 prądy żarzenia wynoszą dla EF 80 0,3 A, dla EL 83 0,7A i dla ECC 81 0,3 A. Łącznie daje to prąd żarzenia $I_z = 2{,}8$ A. Prąd anodowy oszacujemy dla EL 83 30 mA, dla EF 80 10 mA i dla ECC 81 5 mA. Pobór prądu anodowego wynosi zatem $I_a = 100$ mA. Zgodnie z rozdziałem 3 transformator sieciowy będzie miał dane następujące:

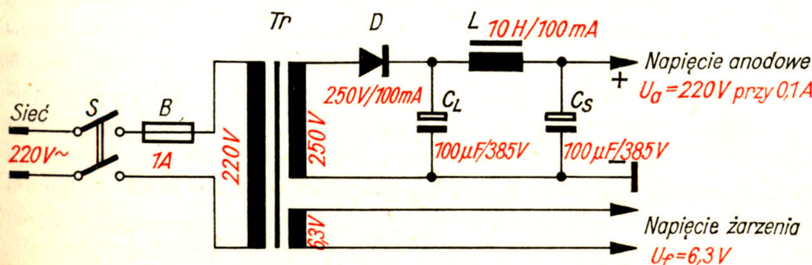
Rdzeń M 85a

Uzwojenie pierwotne: $n_p = 1010$ zwojów, ∅ 0,35 mm

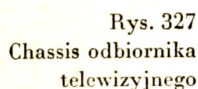
Uzwojenie wtórne: $n_{w1} = 1230$ zwojów, ∅ 0,25 mm

$n_{w2} = 31$ zwojów, ∅ 1,25 mm

W aparacie wzorcowym, zbudowanym przez autora, użyto rdzenia M 102a.



Rys. 326
Układ połączeń zasilacza w odbiorniku telewizyjnym



Rys. 327 Chassis odbiornika telewizyjnego

Liczby zwojów wynosiły w tym przypadku: $n_p = 795$ zwojów, $n_{w1} = 950$ zwojów, $n_{w2} = 24$ zwoje.

Zastosujemy prostownik jednopołówkowy z filtrem *LC*. Napięcie pulsacji na kondensatorze filtru nie powinno przekroczyć 0,05 V. Przy wartościach pojemności 100 μF w kondensatorach wygładzających i filtrów dławik musi mieć indukcyjność 10 H. W tym celu przy szczelinie 0,5 mm potrzebne jest 2800 zwojów drutu emaliowanego miedzianego ∅ 0,25 mm, nawiniętych na rdzeń żelazny EI 78. Schemat zasilacza podano na rys. 326.

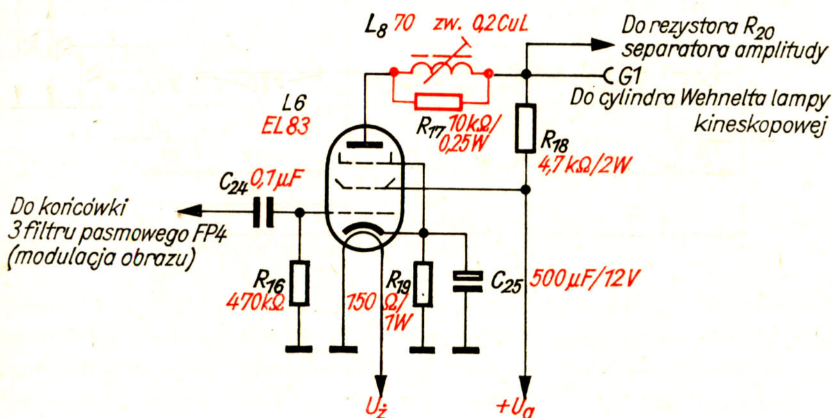
Po wykonaniu transformatora i dławika kolej na chassis. Schemat rozmieszczenia otworów przedstawia rys. 327. Materiał stanowi blacha aluminiowa o grubości 1—1,5 mm. Ścisłe rozmieszczenie otworów A1 do A4 zależy od transformatora sieciowego, który tu trzeba przykręcić. To samo dotyczy otworów B1—B4 do przymocowania dławika. W aparacie wzorcowym kondensator wygładzający i filtru znajdował się we wspólnym pudełku, które należy przymocować w C. W przypadku dwu oddzielnych kondensatorów elektrolitycznych trzeba samemu ustalić najwłaściwsze rozmieszczenie otworów; w pewnych okolicznościach otwór do mocowania prostownika selenowego D należy nieco posunąć. Na rys. 327 widzimy u dołu wymiary otworów dla lamp i filtrów pasmowych oraz sposób gięcia chassis.

Jeśli będzie trudno uzyskać odpowiednio duży kawał blachy, zbudujemy chassis z pojedynczych pasków odpadowych, połączonych ze sobą. W ten sposób zbudowano również chassis aparatu wzorcowego. Zastosowane paski miały szerokość 7 cm.

Zaczynamy od wzmacniacza wizji

Zastosujemy metodę, użytą w odbiorniku superheterodynowym polegającą na montażu w odwrotnej kolejności. Ciężkie podzespoły zasilacza zamocujemy później; tymczasem będziemy pobierali potrzebne napięcia z naszego zasilacza warsztatowego.

Jako pierwszy zespół budujemy wzmacniacz wizji, którego schemat podano na rys. 328. Należy zwrócić uwagę na stosunkowo mały rezystor roboczy $R_{18} = 4,7\,k\Omega$ i cewkę L_8 w obwodzie anodowym, z rezystorem tłumiącym R_{17}. Mały rezystor roboczy stanowi warunek uzyskania wysokiej częstotliwości granicznej wynoszącej około 5 MHz. Nie jest to jednak warunek dostateczny. Pojemności przewodów i lamp już od 2—3 MHz powodują ograniczenie wzmocnienia. Ma temu przeciwdziałać cewka L_8. Wraz z pojemnością wyjściową lampy EL 83, pojemnością przewodów



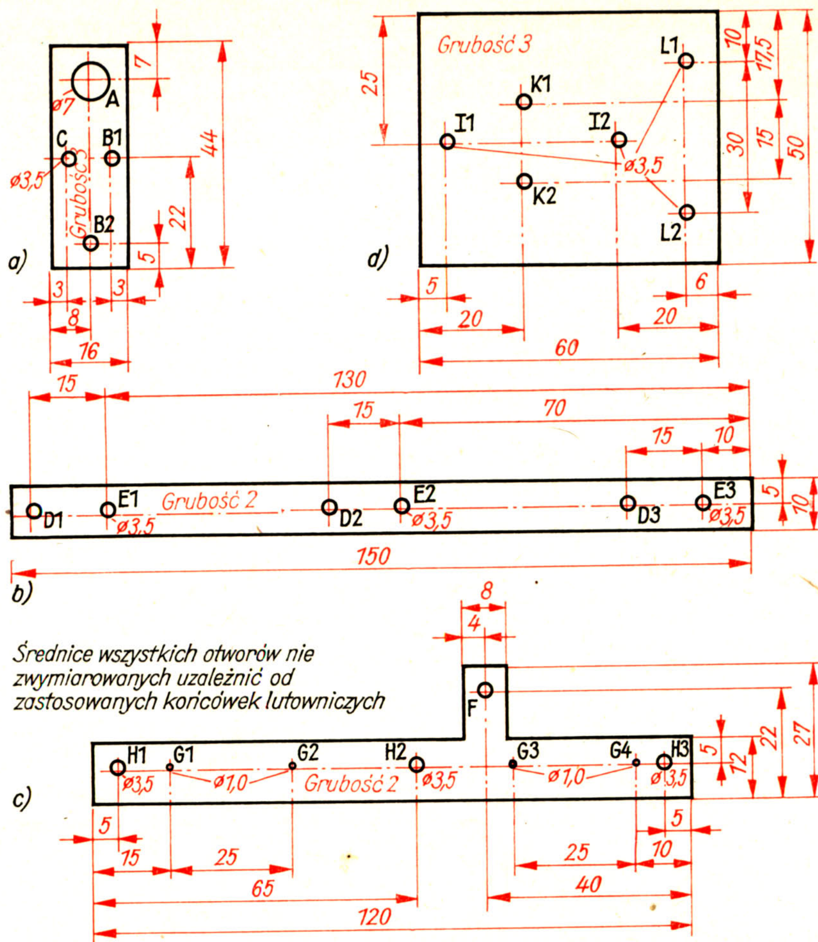
Rys. 328
Układ połączeń wzmacniacza wizji

i pojemnością wejściową lampy obrazowej tworzy ona obwód rezonansowy, który stroimy na częstotliwość 4 MHz. R_{17} zapobiega wystąpieniu wyraźnego rezonansu lub drganiom pasożytniczym.

Cewkę nawijamy na korpus trójdzielny z rdzeniem. Zawiera ona 70 zwojów drutu miedzianego emaliowanego ∅ 0,2. Do zamocowania jej na chassis służy listewka z materiału izolacyjnego według rys. 329a. W punkcie A przyklejamy cewkę, w punktach B1 i B2 należy wnitować końcówki lutownicze, w punkcie C przykręcamy listewkę, jednocześnie z podstawką lampy, do chassis. Sposób wykonania połączeń wzmacniacza wizji podano na rysunku wzmacniacza wizji na tylnej wyklejce książki.

Aby nastroić cewkę anodową, lutujemy R_{17} tylko z jednej strony, a poza

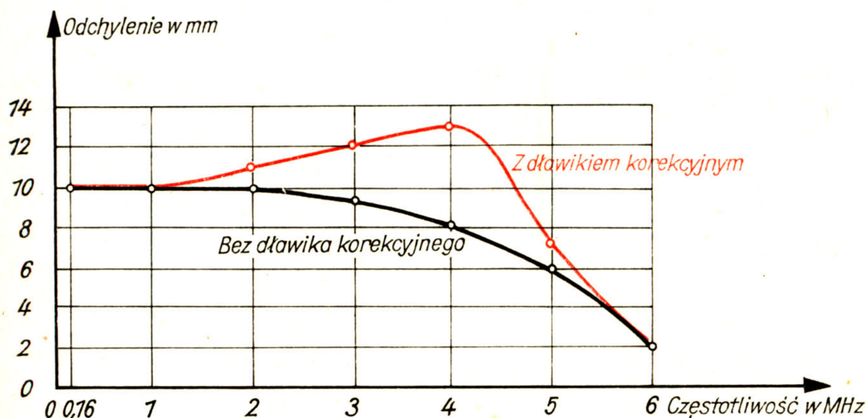
Rys. 329
Listwy montażowe i łączówki odbiornika telewizyjnego:
a) listewka montażowa dla wzmacniacza wizji;
b) łączówka wzmacniacza p. cz.:
c) wspornik cewki dla wzmacniacza w. cz., stopnia mieszacza i generatora;
d) płytka montażowa transformatora antenowego



tym łączymy siatką ekranującą z masą. Dwoma krótkimi przewodami przyłączamy wzmacniacz wizji do wejścia ,,Modulacja jasności" oscyloskopu. Jeden przewód łączy oba przyrządy z masą, drugi – końcówkę lutowniczą B1 z gniazdkiem *G3*. Nie zapomnijmy włożyć lampy wizji w podstawkę. Za pomocą miernika rezonansowego stroimy układ na 4 MHz. Wreszcie odłączamy połączenie siatki ekranującej z masą i lutujemy R_{17} również z drugiej strony.

Pewne pojęcie o działaniu tego obwodu rezonansowego da nam zdjęcie charakterystyki przepustowej wzmacniacza wizji. Najpierw zbadamy to z cewką zwartą. Dwa przewody łączące wzmacniacz wizji z wejściem ,,Modulacja jasności" przekładamy na wejście ,,Pomiar"; wyłącznik, umieszczony z tyłu oscyloskopu, jest w położeniu ,,bez wzmocnienia". Do końcówki lutowniczej w punkcie B2 na listwie montażowej przykładamy napięcie dodatnie stałe 200 V z naszego zasilacza warsztatowego, biegun ujemny łączymy z masą. Żarzenie można doprowadzić jednobiegunowo; drugi biegun napięcia żarzenia należy połączyć z biegunem ujemnym napięcia anodowego w zasilaczu warsztatowym. Następnie z przewodu

montażowego wykonujemy cewkę o średnicy około 4 cm, o 5 zwojach. Jeden koniec cewki lutujemy do kondensatora siatkowego C_{24}, drugi łączymy z masą. Przez tę cewkę sprzęgamy niemodulowany sygnał w. cz. naszego rezonansowego miernika częstotliwości. Stopień sprzężenia dobieramy tak, aby przy częstotliwości 160 kHz odchylanie pionowe promienia wynosiło dokładnie 10 mm. Mierzymy wówczas odchylanie przy 1, 2, 3, 4, 5 i 6 MHz i otrzymane wartości zaznaczamy na wykresie (rys. 330). Łącząc punkty ze sobą otrzymamy krzywą narysowaną czarno. Wyraźnie widoczny jest spadek wzmocnienia począwszy od 2 MHz.
W zupełnie ten sam sposób zdejmujemy następnie krzywą przepustową wzmacniacza wizji z *dławikiem korygującym wpływ częstotliwości*, jak technicy nazywają cewkę L_8. Stwierdzamy, że wielkie częstotliwości wizji są teraz wzmacniane nawet bardziej od małych.



Rys. 330
Charakterystyka wzmacniacza wizji z dławikiem korekcyjnym i bez

Wzmacniacz częstotliwości pośredniej

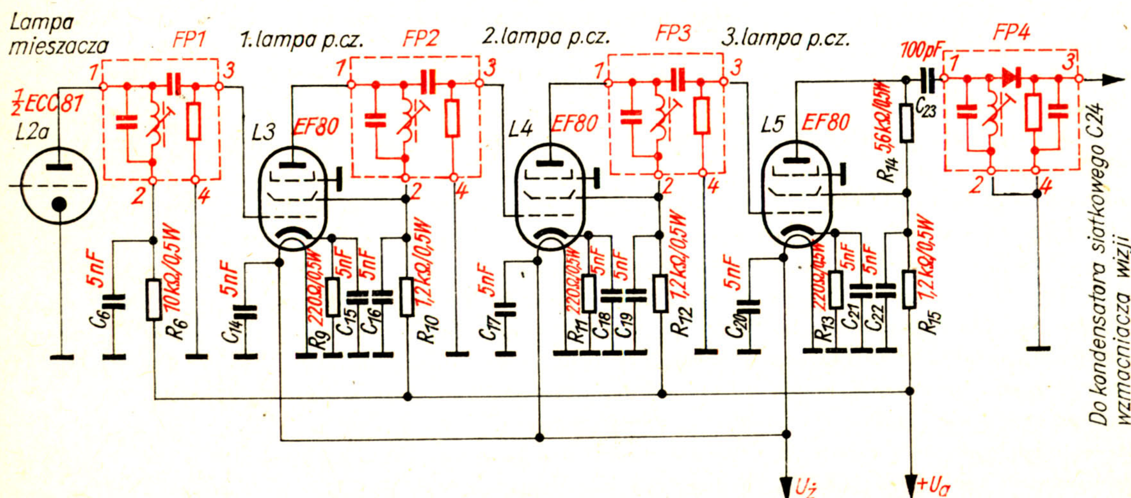
Układ na rys. 331 przedstawia trzystopniowy wzmacniacz częstotliwości pośredniej wizji z detektorem. Wzmacniacz ten zawiera pewną nowość w porównaniu z naszymi dotychczas wybudowanymi wzmacniaczami do radioodbiorników. Stopnie nie są sprzężone ze sobą indukcyjnie, lecz jak dawniej przez człon *RC*. Strojenie odbywa się tym razem za pomocą obwodów połączonych z anodami. Ma to jedną wielką zaletę: wystarczy mianowicie nastroić obwody na określone częstotliwości przesunięte w stosunku do siebie w granicach 33 do 39 MHz, aby w przybliżeniu otrzymać wymaganą charakterystykę przepustową z rys. 319b. Układ ten nazywamy również *wzmacniaczem o obwodach odstrojonych*. Pierwszy obwód p. cz. przyłączony jest do anody lampy mieszacza, ostatni – bezpośrednio przed detektorem. Wszystkie filtry pasmowe, a więc i te też, trzeba starannie ekranować. Im większa jest częstotliwość i wzmocnienie wzmacniacza p. cz., tym łatwiej może on stać się generatorem. Aby tego uniknąć, prócz ekranowania trzeba stosować inne jeszcze środki. Na przykład szczególnie łatwe do pobudzenia do drgań kondensatory i rezystory siatkowe można włożyć do pudełek ekranujących.

Z tych też przyczyn w pudełku *FP4* prócz obwodu detektora umieszczona jest również dioda, jej rezystor roboczy i kondensator filtru p. cz. W ten sposób zapobiegamy sprzężeniu zwrotnemu wyjścia stopnia p. cz. z wejściem.

Poza tym jednak sprzężenia mogą się przenosić przez przewody zasilające. Aby temu zapobiec, we wszystkich anodach zastosowano filtry (R_6C_6, $R_{10}C_{16}$, $R_{12}C_{19}$, $R_{15}C_{22}$), a we wszystkich obwodach żarzenia kondensatory odsprzęgające (C_{14}, C_{17}, C_{20}).

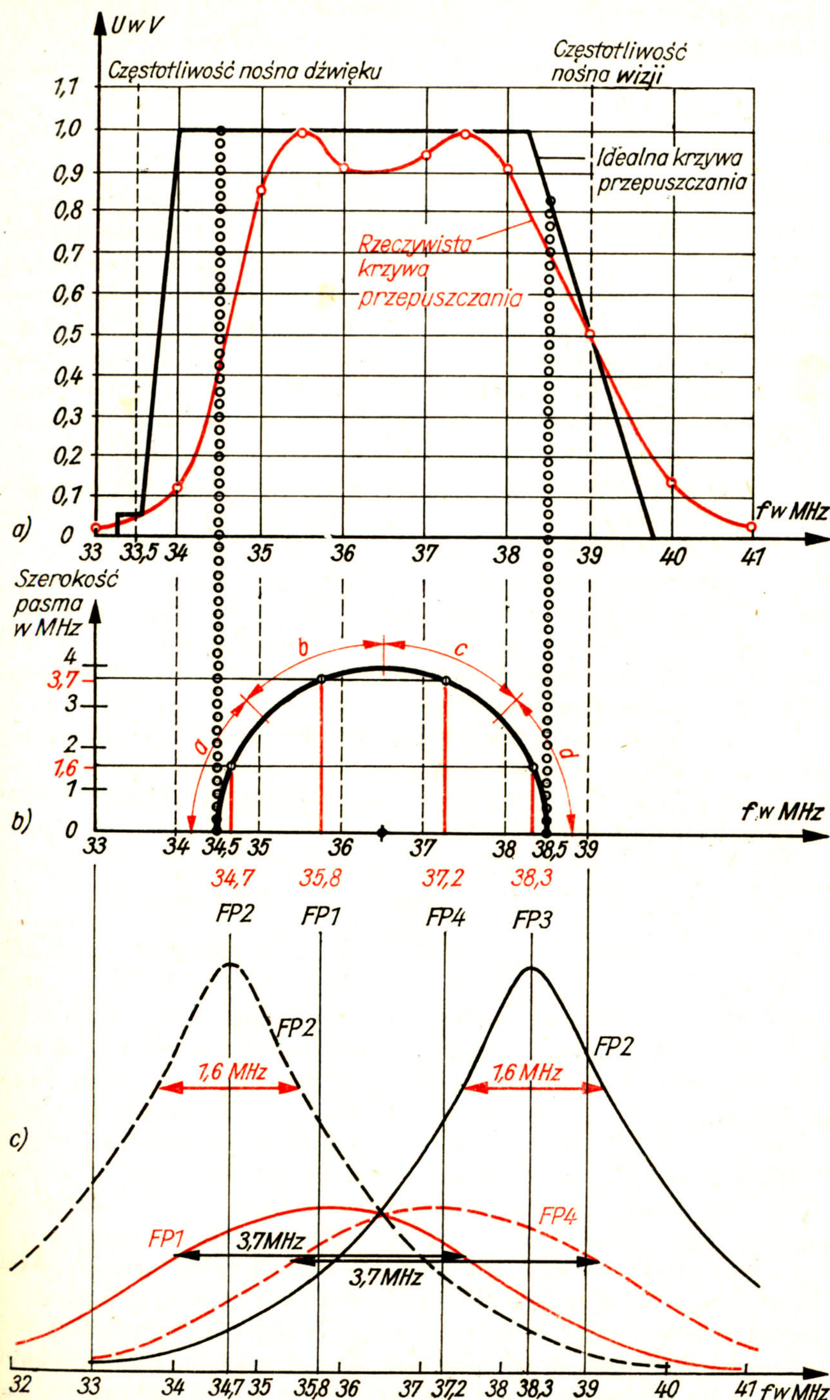
Częstotliwości rezonansowe poszczególnych stopni p. cz. ustalamy prostą metodą wykreślną. Wychodzimy z idealnej krzywej przepustowej wzmacniacza p. cz., pokazanej raz jeszcze na rys. 332a. Dokładność rezonansowego miernika częstotliwości, za pomocą którego stroimy obwody, nie jest zbyt duża. Dlatego wybierzemy częstotliwość pośrednią obrazu 39 MHz zamiast zwykłej 38,9 MHz. Częstotliwość pośrednia fonii wypadnie przy 34,5 MHz. Ustalamy jako granice pasm 34,5 i 38,5 MHz. Zgodnie z rys. 332b rysujemy półokrąg oparty na odcinku wyznaczonym przez te dwie wartości i dzielimy go na tyle części, ile obwodów ma wzmacniacz p. cz. W tym przypadku będą to cztery części: *a*, *b*, *c*, *d*. Każdą część podzielić należy na pół. Uzyskany punkt podziału rzutujemy na oś poziomą, na której odczytujemy częstotliwości rezonansowe. W naszym przypadku wynoszą one 34,7; 35,8; 37,2 i 38,3 MHz. Długości prostopadłych stanowią miary szerokości pasma poszczególnych obwodów. Współczynnik proporcjonalności jest tu dwa razy większy niż na osi częstotliwości. Mianowicie różnicy częstotliwości 1 MHz odpowiada na osi częstotliwości odcinek 1 cm, a prostopadła ma długość 1,5 cm; odpowiada to szerokości pasma $2 \cdot 1{,}5$ MHz $= 3$ MHz.

W naszym wzmacniaczu p. cz. szerokości pasm wynoszą 1,6 lub 3,7 MHz. Rys. 332c przedstawia wzajemne położenie krzywych rezonansowych wszystkich czterech obwodów. Każda wartość krzywej odpowiada określonemu współczynnikowi wzmocnienia; wzmocnienie wypadkowe przed-



Rys. 331 Układ połączeń wzmacniacza p. cz.

stawione przez zbiór punktów krzywej przepustowej otrzymujemy mnożąc cztery wartości odpowiadające poszczególnym obwodom.
Właściwie można by przyporządkować częstotliwości poszczególnym obwo-

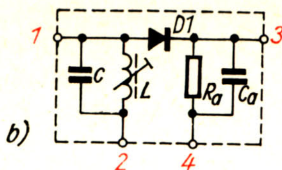


Rys. 332
W ten sposób uzyskujemy częstotliwości rezonansowe i szerokości pasm dla poszczególnych obwodów p. cz.:
a) idealna i rzeczywista krzywa przepuszczania naszego wzmacniacza p. cz.
b) ustalanie częstotliwości rezonansowych i szerokość pasm
c) rozkład krzywych rezonansowych

dom w sposób dowolny; nie zapominajmy jednak o tym, że już dioda silnie tłumi obwód detekcji. Dlatego nie miałoby sensu stroić go na 34,7 lub 38,3 MHz. Decydujemy się więc: *FP1* przyporządkować częstotliwość rezonansową 35,8 MHz, *FP2* – 34,7 MHz, *FP3* – 38,3 MHz i *FP4* – 37,2 MHz.

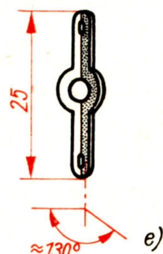
Filtry pasmowe to nic trudnego

Układ czterech filtrów pasmowych przedstawiono raz jeszcze oddzielnie na rys. 333a i 333b. Wszystkie obwody wykonane są z podobnych podzespołów. Kondensatory C mają pojemność powyżej 20 pF. Stosujemy kondensatory ceramiczne w postaci rurek lub krążków. Cewki L nawijamy na korpusy z rdzeniami regulacyjnymi o średnicy zewnętrznej 8,4 mm i całkowitej długości 35 mm. Zawierają one 6 zwojów drutu miedzianego emaliowanego o średnicy 0,5 mm. Pojemność C_s kondensatorów siatkowych – również ceramicznych – wynosi 100 pF. Różne tłumienie obwodów uzyskuje się przez zastosowanie rezystorów siatkowych R_s różnej wielkości. Ponieważ *FP1* ma mieć szerokość pasma 3,7 MHz, rezystor siatkowy pierwszej lampy p. cz. musi być stosunkowo mały. Na rys. 333c zestawiono parametry wszystkich podzespołów filtrów pasmowych.
Filtry montujemy na płytce montażowej izolacyjnej o grubości 3 mm według rys. 333d. W sumie potrzebne nam będzie sześć filtrów: cztery dla wzmacniacza p. cz. wizji i dwa dla wzmacniacza fonii *WF*. W otwór o średnicy 8,4 mm wkładamy nawiniętą cewkę na korpusie i przykręcamy ją od dołu za pomocą wkrętu z łbem stożkowym M3. Otwory 1, 2, 3 i 4 przeznaczone są dla końcówek lutowniczych. Przed umieszczeniem w otworach wyginamy je w imadle według rys. 333e, a następnie płaskoszczypami wkładamy od góry w otwory w podstawce (por. rys. 333f). Rys. 334 przedstawia gotowy filtr pasmowy.
W *FP4* lutujemy między końcówkami lutowniczymi 1 i 3 diodę detektora, a między 3 i 4 i rezystor roboczy $R_a = 4{,}7$ kΩ, i kondensator filtru p. cz. $C_a = 10$ pF.
Pudełka ekranujące wykonuje się w znany sposób z uszkodzonych kondensatorów elektrolitycznych. W aparacie wzorcowym, wykonanym przez autora, użyto pudełek po elektrolitach Frolyt-Elko 4 μF, 500/550 V. Rys. 333f podaje, jak je do tego przystosować. Dotychczas wykonywaliśmy ekrany lutując gwintowane sworznie do wnitowanych końcówek. Tym razem przylutujemy je bezpośrednio do blachy aluminiowej. Lutowanie aluminium wypróbujemy uprzednio na kawałku blachy odpadowej.
Najpierw trzeba oczyścić powierzchnię zewnętrzną aluminium z warstwy tlenku. Skrobiemy ją scyzorykiem do czysta, nakładamy kroplę oleju maszynowego i skrobiemy raz jeszcze. Olej uniemożliwia dostęp powietrza i ogranicza proces utleniania. Następnie usuwamy szmatką nadmiar oleju i opiłki. Pozostaje tylko bardzo cienka warstewka oleju. Potrzebna jest nam lutownica o stosunkowo dużej mocy, co najmniej 100 do 250 W. W miejsce lutowania kładziemy kilka ziarenek kalafonii i przyciskamy gorącą kolbą. Po upływie około pół minuty cyna zaczyna płynąć. W tak



	FP1	FP2	FP3	FP4
f	35,8 MHz	34,7 MHz	38,3 MHz	37,2 MHz
C	20 pF	20 pF	20 pF	20 pF
L	6 zwojów	6 zwojów	6 zwojów	6 zwojów
C_S	100 pF	100 pF	100 pF	—
R_S	3,9 kΩ	22 kΩ	47 kΩ	—
D1	—	—	—	GA 105)[2]
R_a	—	—	—	4,7 kΩ
C_a	—	—	—	10 pF

)[1]: Drut nawojowy cewki 0,5 mm
wewnętrzna średnica cewki: 8,4 mm
)[2]: Lub OA 626, GA 101, OA 645
c)

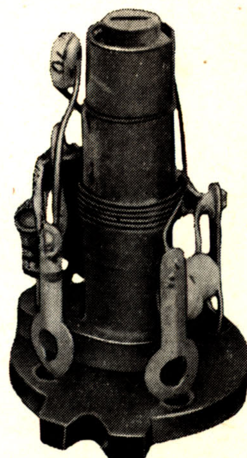


Rys. 333
Budowa filtru pasmowego:
a) układ połączeń filtru pasmowego FP 1, FP 2, FP 3;
b) układ połączeń filtru pasmowego FP 4;
c) dane detali filtru pasmowego; odsyłaz)[1] pod tabelką dotyczy rubryki L, w której podano liczby zwojów;
d) podstawka filtru pasmowego (widok z góry);
e) w ten sposób wyginamy końcówki lutownicze;
f) montaż filtrów pasmowych

przygotowanym miejscu możemy przylutować drut lub wąski pasek blachy stalowej, mosiężnej lub miedzianej.

Zupełnie tak samo postępujemy z naszymi pudełkami ekranującymi. Oba gwintowane sworznie wkładamy w małe otwory filtru pasmowego w chassis, przykręcamy każdy dwiema nakrętkami, wsuwamy pudełko i przylutowujemy sworznie do pudełka w miejscach uprzednio powleczonych cyną.

Część pojemności obwodów drgających naszych filtrów tworzy pojemność lampy EF 80. Dlatego filtry należy przede wszystkim zestroić z lampą. Na podstawce nowalowej (dziewięciostykowej) łączymy doprowadzenia siatki hamującej, siatki ekranującej i katody lampy EF 80. Miejsce połączenia lutujemy krótkim przewodem do końcówki 2 filtru pasmowego, a doprowadzenie anody do końcówki 1. Wkładamy lampę i nastawiamy poszcze-

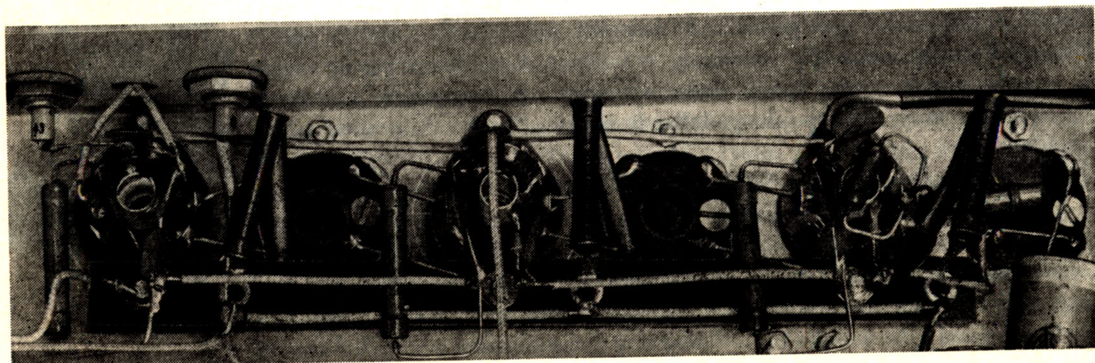


Rys. 334
Filtr pasmowy

gólne częstotliwości używając miernika częstotliwości. Na zakończenie wkładamy filtry do pudełek. Oznaczamy je „1“, „2“, „3“ i „4“ i przykręcamy do chassis. Rozmieszczenie filtrów i podstawek lamp wskazuje wyklejka na końcu książki.

Rozmieszczenie podzespołów trzeba dobrze przemyśleć

Listwę końcówek lutowniczych pokazaną na wyklejce na końcu książki należy wykonać z płyty izolacyjnej o grubości 2 mm, zgodnie z rys. 329b. W punktach D1, D2 i D3 należy wnitować końcówki lutownicze. W punktach E1, E2 i E3 należy przykręcić listwę wraz z podstawkami lamp i końcówkami. Wykonujemy połączenia najpierw od *FP4* do *L3*, ale wzmacniacza p. cz. nie łączymy jeszcze ze wzmacniaczem wizji ani przez C_{24}, ani przez przewody zasilające. Rys. 335 przedstawia widok tych połączeń. Ponieważ podczas strojenia wzmacniacza p. cz. musi być włączona również lampa filtru pasmowego *FP1*, toteż dołączamy ją prowizorycznie. *FP1* jest już przykręcony, a teraz montujemy również podstawkę *L2*. Połączenia wykonamy nie według schematu ogólnego (na wyklejce z tyłu książki), lecz według rys. 336. Celem przeprowadzenia strojenia przykładamy napięcia 200 V i 6,3 V z zasilacza warsztatowego do ostatniej lampy p. cz. *L5*, a do końcówek 3 i 4 filtru *FP4* przyłączamy słuchawki. Uważamy bardzo na to, aby końcówka „3“ nie zetknęła się z masą; przy włączonej wielkiej częstotliwości spali się wówczas dioda.
Cewka miernika rezonansowego pracującego jako nadajnik modulowany na częstotliwości 37,2 MHz znajduje się w bezpośrednim zasięgu przewodu siatkowego *L2*. Wkręcamy rdzeń czwartego filtru pasmowego dopóty, dopóki nie ustalimy maksimum warkotu (największy „brum“). Jeśli w ogóle nic nie słychać, do końcówki 3 filtru pasmowoge *FP3* lutujemy przewód i tam doprowadzamy sygnał w. cz. Następnie stroimy w znany sposób *FP3*, *FP2* i na zakończenie *FP1*. Pamiętamy jednak o tym, że dla każdego obwodu trzeba nastawić na mierniku częstotliwości inną częstotliwość. Gdy uporamy się z *FP1*, należy nastawić nadajnik na 30 MHz i następnie powoli podnosić częstotliwość. Do 34 MHz może nie być nic słychać, między 35 i 36 MHz warkot („brum“) powinien być najgłośniejszy: między 37 i 38 MHz znowu cichnie. Przy 40 MHz warkotu może nie



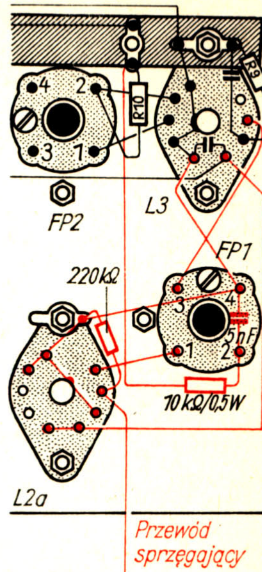
Rys. 335
Połączenia wzmacniacza p. cz.

być słychać. Nastawiamy przy tym dwa zapamiętane maksima dźwięku i jedno leżące między nimi minimum, zwiększamy częstotliwość własną *FP1* przez delikatne wykręcanie rdzenia i sprawdzamy ponownie. W pewnych przypadkach trzeba zmienić również częstotliwości pozostałych filtrów. Kręcimy przy tym zawsze tylko jednym rdzeniem i w żadnym razie nie więcej niż o pół obrotu. Praca ta może potrwać parę godzin.

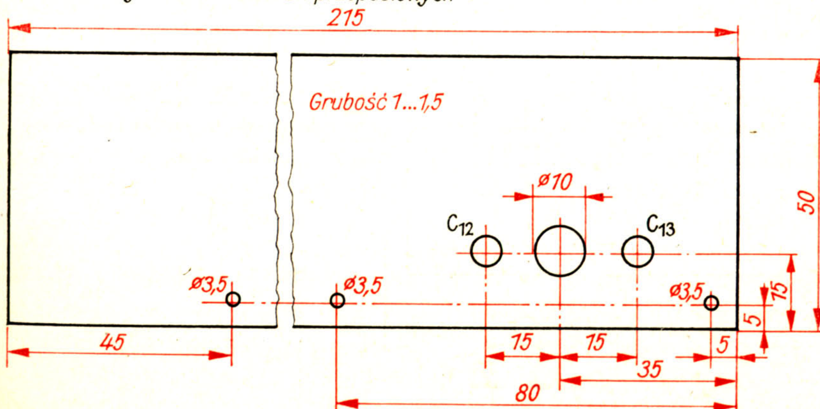
W odbiorniku wzorcowym autor mierzył krzywą przepustową woltomierzem lampowym, po czym stroił obwody używając słuchawek. Celem uzyskania przebiegu krzywej zaznaczonego kolorowo na rys. 332a trzeba było wprowadzić nieznaczne poprawki.

Czas teraz zapewnić właściwe zasilanie odbiornika, ponieważ dla dalszych stopni lampowych moc naszego zasilacza warsztatowego już nie wystarcza. Trzeba przede wszystkim zapewnić stateczność chassis. W tym celu wykonujemy najpierw ścianę tylną z płytki izolacyjnej o grubości 3 mm. Z układu połączeń (wyklejka z tyłu książki) widać, w jakich miejscach należy przykręcić gniazdka radiowe, bezpiecznik i dwubiegunowy wyłącznik sieciowy. Ściankę tylną łączymy z poziomą płytką chassis oraz z dwiema pionowymi. Wykonanie kątownika łączącego nie powinno przedstawiać trudności.

Gdy ścianka tylna jest już połączona z chassis, mocujemy drugie usztywnienie w postaci ścianki działowej między wzmacniaczem p. cz. a stopniami wejściowymi. Ściankę działową wykonujemy zgodnie z rys. 337 z blachy aluminiowej o grubości 1—1,5 mm i przykręcamy ją wraz z dwoma małymi wspornikami u dołu chassis. Średnice obu otworów dla C_{12} i C_{13} zależą od średnic kondensatorów przepustowych. Następnie układamy przewody w zasilaczu wewnętrznym odbiornika. Właściwy sposób połączenia prostownika selenowego podano na rys. 30. Żarzenie doprowadzamy do lampy obrazowej skręconymi przewodami. Doprowadzenie (+) i (—) napięcia anodowego przyłączamy do pierwszej lampy częstotliwości pośredniej *L3*. Teraz możemy również połączyć wzmacniacz p. cz. ze wzmacniaczem wizji. Poza tym wyjście wzmacniacza wizji doprowadzamy do gniazdka *G1*, natomiast gniazdka *G2*, *G4*, *G6* i *G8* dołączamy do masy.



Rys. 336
Prowizoryczne połączenie wzmacniacza p. cz.



Rys. 337
Ścianka działowa stanowiąca ekran między stopniami wejściowymi a wzmacniaczem p. cz.

Stopień wejściowy wymaga cierpliwości i znajomości rzeczy

Zajmijmy się układem stopnia wejściowego. Przedstawia go rys. 338. Zauważmy, że przy L_2, L_3 i L_4 w obwodach drgających nie ma kondensatorów. Wobec wielkich częstotliwości indukcyjność i pojemność w tych trzech obwodach muszą być bardzo małe; pojemność obwodu rezonansowego składa się z pojemności lamp i pojemności połączeń. Jak we wzmacniaczu p. cz., trzeba tu odsprząc napięcie anodowe wzmacniacza w. cz. i stopnia mieszacza przez człon *RC* do masy. Wszystko to jednak nie wystarcza. Konieczne odsprzężenie stopni wstępnych wzmacniacza p. cz. zapewnia dodatkowo kondensator przepustowy C_{12} połączony elektrycznie ze ścianką działową. Taki sam kondensator włączony jest w przewód żarzenia. Przed grzejnikami obu lamp włączamy oprócz zwykłych kondensatorów odsprzęgających C_5 i C_{11} po jednej cewce (L_6 i L_7). Nawijamy je drutem miedzianym emaliowanym o średnicy 0,5 mm na korpus o grubości 2 mm z płytki izolacyjnej wg rys. 329c. Początki i końce cewek przetykamy przez otwory *G1* i *G2* lub *G3* i *G4*. Każda cewka zawiera około 50 zwojów. W punkcie F wlutujemy końcówkę lutowniczą.

Przy okazji zróbmy pozostałe części dla stopni wejściowych. Z brystolu w znany sposób wykonamy dwa korpusy cewek o długości 60 mm. Jako „rdzeń" do nawijania posłuży pręt o średnicy 5 mm, korpusy powinny mieć średnicę zewnętrzną 6 mm. Kiedy klej będzie sechł, zrobimy wsporniki dla korpusów cewek z blachy aluminiowej o grubości 1 mm. Wymiary weź-

Rys. 338
Układ połączeń wzmacniacza w. cz., mieszacza i generatora

L1 EF80
C1 300pF
L1 L2
C2 300pF
R1 220kΩ
C3 0,3···3pF
Trymer
Gniazdka antenowe
C4 300pF
R2 12kΩ
L3
R3 1,2kΩ/0,5W
L2a
½ ECC 81
C6 47pF
R4 4,7kΩ
M
L4
R5 220kΩ
C7 5nF
R6 10kΩ/0,5W
Do siatki pierwszej lampy p.cz.
L5
C8 4···20pF
L2b
½ ECC81
C9 20pF
C10 3,5···4,5pF
R7 8,2kΩ /1W
R8 12kΩ
C12 5nF
+Ua
Kondensatory przepustowe
Uż
C13 5nF
Żarzenie L1
L6
C5 1nF
Żarzenie L2
L7
C11 2nF
Ścianka działowa



miemy z rys. 339. Następnie wyschnięte korpusy cewek możemy kilkakrotnie nasycić szelakiem. Wykonamy też płytkę montażową transformatora antenowego. Z kawałka płytki izolacyjnej o grubości 3 mm i szerokości 50 mm ucinamy odcinek o długości 60 mm i wiercimy w nim otwory według rys. 329d. W K1 i K2 nitujemy lub przykręcamy obustronnie końcówki lutownicze. W L1 i L2 zgodnie z rys. 339a mocujemy krótszy wspornik wkrętami o łbach stożkowych. Na zakończenie przykręcamy płytkę w punktach I1 i I2 do chassis; w punkcie I2 dodatkowo zakładamy końcówkę lutowniczą.

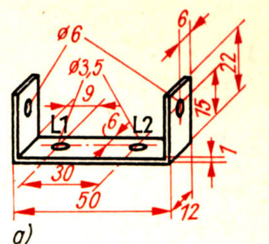
Rzućmy jeszcze okiem na układ połączeń generatora w. cz. Częstotliwość można zmieniać za pośrednictwem trzech podzespołów. Trymer C_8 służy do regulacji wstępnej. Strojenie precyzyjne odbywa się za pomocą mosiężnego rdzenia gwintowanego M5 w cewce L_5. Za pomocą kondensatora zmiennego C_{10} częstotliwość generatora można zawsze dostroić, również po wmontowaniu chassis wewnątrz obudowy. Kondensator ten zbudujemy sami.

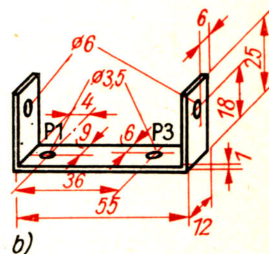
Części jego pokazane są na rys. 340. Płytkę montażową wykonujemy wg rys. 340a z materiału izolacyjnego o grubości 3 mm. Otwory N1, O1, O2 i P2 należy nawiercić od spodu tak, aby łeb śruby stożkowej był równo z powierzchnią dolną płytki montażowej. Z blachy aluminiowej o grubości 1 mm wykonujemy obydwa wsporniki łożysk (rys. 340b i 340d) i jedyną okładzinę kondensatora (rys. 340c) i przykręcamy te trzy części w punktach N1, O1, O2 i P2 do płytki montażowej. Jako oś kondensatora zmiennego zastosujemy pręt aluminiowy lub stalowy o średnicy 6 mm i długości 75 mm. Pręt ten przede wszystkim z jednej strony, na długości 10 mm, opiłowujemy do średnicy 4 mm. Następnie nacinamy gwint M6 i M4. Gwint M4 wykonamy tylko na długości 2 mm od miejsca zmiany średnicy (rys. 340e).

Zmiana pojemności kondensatora zmiennego odbywa się przez usunięcie przekładki izolacyjnej (rys. 340f). Zmieniamy w ten sposób dielektryk. Gdy przekładka jest całkowicie wykręcona, pojemność wynosi około 3,5 pF; przy całkowicie wsuniętej rośnie do około 4,5 pF. Przy zmianie pojemności o 1 pF częstotliwość generatora można zmienić o około 1 MHz w górę lub w dół. Rys. 341 podaje, jak kondensator zmontować. Aby okładzina kondensatora nie zetknęła się z masą, między chassis a płytkę montażową wkładamy płytkę izolacyjną o grubości 1—2 mm. Wymiary jej odpowiadają wymiarom płytki montażowej, ale wykonujemy w niej tylko otwory N2, P1 i otwór nie oznaczony (rys. 340a).

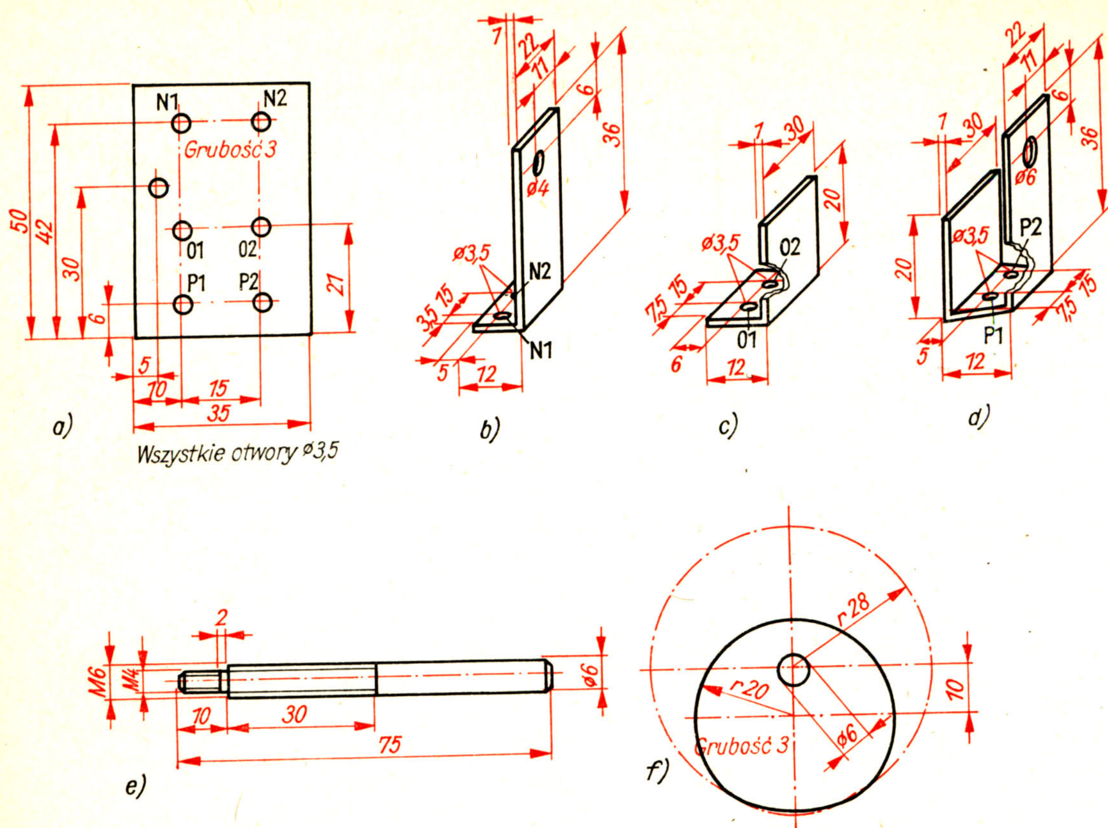
Zanim zamontujemy kondensator zmienny na chassis, przykręcamy w P3 u spodu chassis wkrętem o łbie stożkowym M3 wspornik dla cewek L_3, L_4 i L_5. Łeb śruby musi być zatopiony równo z powierzchnią chassis. Następnie nakładamy płytkę izolacyjną, na nią kondensator i przykręcamy w N2 i w P1 do chassis. W P1 dodatkowo zakładamy wspornik.

Przed wykonaniem połączeń w stopniu wejściowym raz jeszcze poluzujemy przykręconą podstawkę *L2*. Razem z podstawkami *L2* i *L1* trzeba zamocować ekrany lamp. Nóżkę, podstawkę i końcówkę lutowniczą najpierw przykręcamy na wprost otworów oznaczonych H1 i H2. Następnie mocujemy — równocześnie z nóżkami i podstawkami — w punktach H1 i H2





Rys. 339
Wspornik korpusu cewki:
a) wspornik dla transformatora antenowego (L_1, L_2);
b) wspornik dla L_3, L_4 i L_5



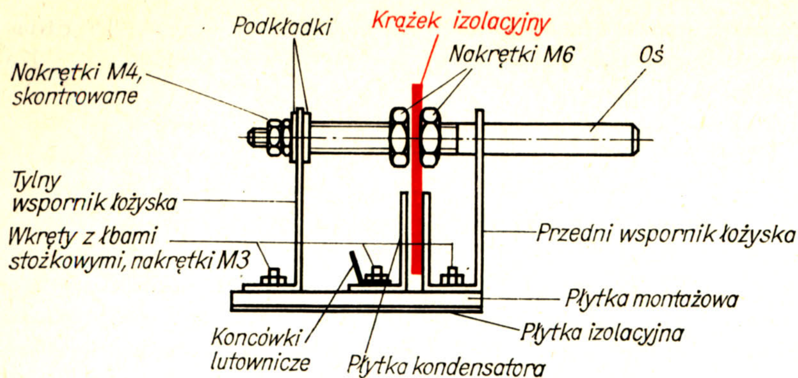
Rys. 340
Kondensator zmienny strojenia precyzyjnego:
a) płytka montażowa;
b) tylny wspornik łożyska;
c) płytka kondensatora;
d) przedni wspornik łożyska;
e) oś kondensatora zmiennego;
f) krążek izolacyjny

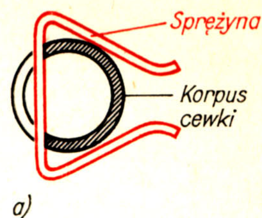
Rys. 341
Montaż kondensatora

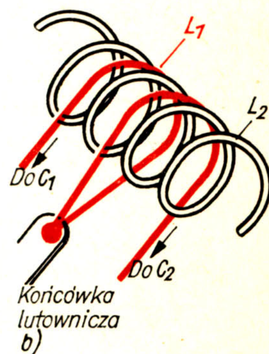
nawiniętą cewkę (por. rys. 329c). Wystający koniec przykręcamy do chassis w punkcie H3. Podkładamy tu przewiercony kawałek płytki izolacyjnej o grubości podstawki lampy.

Wykonanie połączeń rozpoczynamy od przyłączenia cewek żarzenia L_6 i L_7 do podstawek lamp i do kondensatora przepustowego C_{13}; potem wykonujemy połączenia z masą. Następnie lutujemy wszystkie rezystory i kondensatory. W rozmieszczeniu podzespołów zorientujemy się ze schematu montażowego, który znajduje się na tylnej wyklejce książki. Trymer C_8, podobnie jak inne elementy, lutujemy luzem; dodatkowe przewody są tu zbyteczne. Od końcówki anodowej lampy ECC 81 prowadzimy krótki przewód przez otwór w chassis o średnicy 3,5 mm do końcówki lutowniczej przy okładzinie kondensatora zmiennego.

Częstotliwości własne wszystkich dotychczas wykonanych obwodów rezonansowych mogliśmy mierzyć miernikiem częstotliwości własnej roboty, były one bowiem mniejsze od 120 MHz. Niektóre stacje nadawcze Telewizji Polskiej pracują jednak na większych częstotliwościach. Czytelnicy, którzy mieszkają w zasięgu stacji pracujących do kanału 3 włącznie, mogą dokonywać pomiarów w obwodach stopni wejściowych. Pozostałych kanałów miernik już nie obejmuje. Trzeba się zadowolić wartościami orientacyjnymi zawartymi w tabl. 16. Podano w niej m. in. liczbę zwojów cewek antenowych. Wszystkie cewki przystosowane do odbioru kanałów 1,2 i 3 nawijane są z drutu miedzianego emaliowanego o średnicy 0,4 mm,





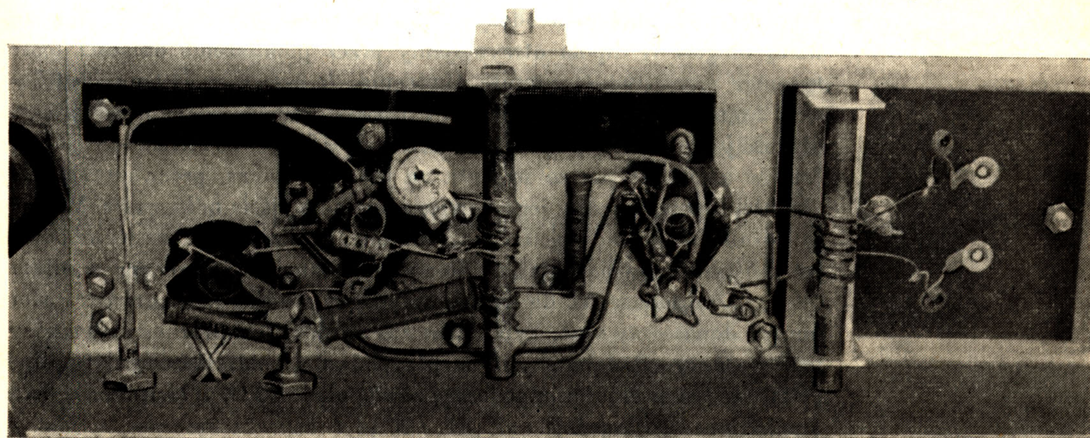


podobnie jak cewki antenowe L_1 wszystkich pozostałych kanałów. Cewki L_2—L_5 kanałów 5—12 nawijamy drutem miedzianym emaliowanym o średnicy 1,0 mm. Do nawinięcia cewek powietrznych używamy ,,rdzenia" z drutu o średnicy 6 mm. Ponieważ tłumienie jest za małe, a więc za mała jest również szerokość pasma obwodu wyjściowego wzmacniacza w. cz. z rezystorem równoległym $R_2 = 12$ kΩ dla niskich częstotliwości w kanałach 3 i 4, zatem do R_2 dołączamy rezystor równoległy 6 kΩ albo zastępujemy R_2 przez rezystor 4 kΩ.

Wyrzynarką (laubzegą) robimy z jednej strony nacięcie na korpusach cylindrycznych cewek L_3, L_4 i L_5 – w odległości 15 mm od końca. Wkładamy korpusy cewek we wspornik, a zarazem w środek nawiniętych cewek. W nacięcia zakładamy sprężyny z drutu. Utrzymują one rdzeń. Jest on gwintowany M5, ma długość 20 mm i jest wykonany z mosiądzu. Przenikalność względna mosiądzu jest nieco mniejsza od 1, tak że indukcyjność L_5 jest nieco mniejsza, gdy rdzeń jest całkowicie wkręcony i częstotliwość generatora rośnie. Rozmieszczenie cewek weźmiemy z wyklejki na końcu książki lub z rys. 343. Cewka antenowa L_1 nawinięta jest między środkowymi zwojami L_2, a środek jej jest połączony z masą przez założoną tam

Rys. 342
Nawinięcie cewki:
a) sprężyna rdzenia cewki generatora;
b) w ten sposób nawijamy cewkę antenową między środkowymi zwojami L_2;

Rys. 343
Połączenia stopni wstępnych



końcówkę. „Cewkę“ L_1 dla kanałów 6—12 przedstawia rys. 342b. Stroić należy według sygnału stacji nadawczej. W kanałach 2 i 3 wystarczy tylko niewielkie dostrojenie.

Antenę telewizyjną zrobimy oczywiście sami

Główną częścią anteny jest dipol półfalowy, który poznaliśmy już w rozdziale 7. Długość jego obliczamy zgodnie z równaniem $c = \lambda \cdot f$. Antena ma odbierać częstotliwość nośną wizji i fonii, zatem trzeba przede wszystkim ustalić średnią matematyczną obu częstotliwości. Na przykład dla kanału 10 jako częstotliwość rezonansową anteny otrzymamy:

$$f = \frac{f_W + f_F}{2} = \frac{207{,}25 \text{ MHz} + 213{,}75 \text{ MHz}}{2} = \frac{421}{2} \text{ MHz} = 210{,}5 \text{ MHz}.$$

Dla częstotliwości tej teoretyczna długość dipola wynosi

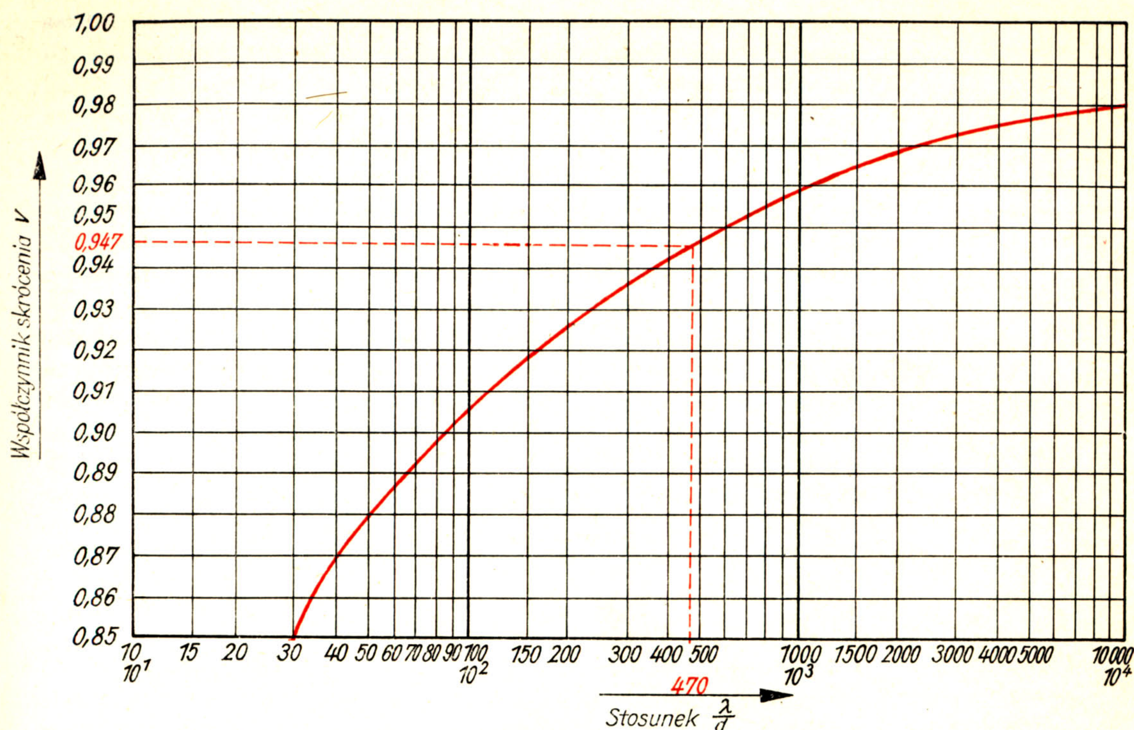
$$L = \frac{\lambda}{2} = \frac{C}{2 \cdot f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1}}{2 \cdot 2{,}11 \cdot 10^8 \text{ s}^{-1}} = \frac{3}{2 \cdot 2{,}11} \text{ m} \approx 0{,}71 \text{ m}.$$

Jak wiadomo, dipol jest to obwód drgający otwarty. Długość dipola stanowi o indukcyjności, a powierzchnia – o pojemności obwodu. Dla stałej długości, a zatem stałej indukcyjności, pojemność rośnie wraz z rosnącą średnicą dipola; częstotliwość własna się zmniejsza. Jeśli dwa dipole o różnej średnicy mają mieć tę samą częstotliwość rezonansową, to ten, którego średnica jest większa, musi być krótszy. Wykres na rys. 344 przedstawia *współczynnik skrócenia* w funkcji stosunku $\frac{\lambda}{d}$ dipola (długości fali do średnicy dipola). Jeśli zamierzamy zrobić naszą antenę z drutu miedzianego o grubości 3 mm, to

$$\frac{\lambda}{d} = \frac{2l}{d} = \frac{2 \cdot 0{,}71 \text{ mm}}{3 \text{ mm}} = \frac{2 \cdot 710 \text{ mm}}{3 \text{ mm}} = 473.$$

Współczynnik skrócenia odczytujemy na rys. 344: $V = 0{,}947$. Rzeczywistą długość l_1 dipola otrzymujemy przez pomnożenie długości teoretycznej przez współczynnik skrócenia $l_1 = l \cdot V = 710 \text{ mm} \cdot 0{,}947 = 672 \text{ mm}$. Gdyby użyć w tym celu rurki aluminiowej o średnicy 10 mm, to długość jej wyniosłaby tylko $l_1 = 710 \text{ mm} \cdot 0{,}917 = 651 \text{ mm}$.

Istotne znaczenie ma ze względu na jakość odbioru, prócz rzeczywistej długości dipola, również jego dopasowanie do wejścia odbiornika. Wiemy, że głośnika niskoomowego nie można włączyć bezpośrednio na wysokoomowe wyjście wzmacniacza m. cz. Różne impedancje źródła energii i odbiornika trzeba dopasować do siebie, w tym przypadku za pomocą transformatora dopasowującego. Tylko wówczas możliwe jest przenoszenie maksymalnej mocy. Podobnie jest w przypadku dipola. Rozciągnięty dipol półfalowy ma w środku impedancję równą około 60 Ω, w kierunku końców dipola impedancja rośnie.



Rys. 344
Współczynnik skrócenia dipola półfalowego w zależności od stosunku $\frac{\lambda}{d}$

Impedancję wejściową naszego telewizora możemy określić doświadczalnie. Nawijamy cewkę składającą się z 2 zwojów drutu miedzianego emaliowanego o średnicy 0,4 mm. Końce cewki o długości około 4 cm zostawiamy luzem i lutujemy do nich kondensator – na przykład o pojemności 680 pF. Na mierniku rezonansowym odczytujemy częstotliwość 15 MHz, tzn. indukcyjność cewki wynosi

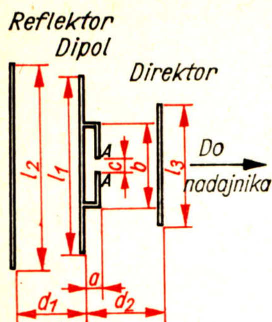
$$L = \frac{1}{4\,\pi^2 f^2 \cdot C} = \frac{1\ \mathrm{V_s}}{4 \cdot \pi^2 \cdot 15^2 \cdot 10^{12}\,\mathrm{s}^{-2} \cdot 6{,}8 \cdot 10^{-10}} =$$

$$= \frac{10^{-2}}{4\,\pi^2 \cdot 15^2 \cdot 6{,}8}\ \mathrm{H} = 0{,}165\ \mu\mathrm{H}.$$

Cewka ta odpowiada cewce antenowej dla kanałów 6—12. Najniższa częstotliwość odbierana leży około 175 MHz, najwyższa około 230 MHz. Dla częstotliwości średniej wynoszącej 200 MHz reaktancja indukcyjna wynosi

$$R_L = 2\,\pi f \cdot L = 2\,\pi \cdot 2 \cdot 10^8 \cdot 0{,}165 \cdot 10^{-6} = 4\,\pi \cdot 16{,}5 = 208\ \Omega.$$

Przyjmujemy impedancję wejściową 240 Ω. Jako połączenie między anteną a odbiornikiem zastosujemy *kabel antenowy UKF*, którego *impedancja falowa* również wynosi 240 Ω. Aby kabel ten dopasować do anteny, przyłączamy go nie w środku dipola – *impedancja anteny* wynosi tam tylko 60 Ω – lecz przez człon dopasowujący bliżej końców dipola. Wymiary tej części anteny znajdziemy również w tablicy 16. Rys. 345 przedstawia połącze-



Rys. 345
Antena trójelementowa

nie części dopasowującej z właściwym dipolem. Odstęp a dla wszystkich kanałów wynosi 50 mm, c może być równe 10—20 mm. W punktach AA przyłączamy kabel antenowy. Elementy członu dopasowującego lutujemy bezpośrednio do dipola.

Na rys. 345 oprócz dipola widoczne są jeszcze inne części anteny: reflektor i direktor. Spełniają one dwa zadania. Po pierwsze, rośnie moc oddawana przez dipol, a po drugie nadają one antenie określoną *charakterystykę kierunkową*. Prosty dipol pionowy może odbierać stacje ze wszystkich kierunków, zaś antena z tymi elementami dodatkowymi ma pewien kierunek odbioru uprzywilejowany.

Ogólnie obowiązujące wzory na obliczanie długości i odstępów dodatkowych elementów można podać tylko warunkowo. Najkorzystniejsze wymiary anteny otrzymuje się przez kolejne próby. Dla naszych potrzeb wystarczy, jeśli reflektor będzie o 6% dłuższy, a direktor o 5% krótszy od dipola.

Przy obliczonej długości dipola równej $l_1 = 672$ mm otrzymujemy długość reflektora $l_2 = 672 \text{ mm} + 672 \cdot \frac{6}{100} \text{ mm} = 672 \text{ mm} + 40 \text{ mm} = 712 \text{ mm}$,

direktora zaś $l_3 = 672 \text{ mm} - 672 \cdot \frac{5}{100} \text{ mm} = 672 \text{ mm} - 33 \text{ mm} =$

$= 639 \text{ mm}$.

Odległości obu elementów od dipola d_1 i d_2 weźmiemy z tabl. 16. Mocujemy pręty antenowe w środku na listwie drewnianej. Można zastosować również pręt metalowy, ale istnieje obawa, że antena będzie wówczas zbyt ciężka.

Podczas montażu zwracamy uwagę na to, aby człon dopasowujący tworzył kąt prosty z płaszczyzną określoną przez pręty anteny.

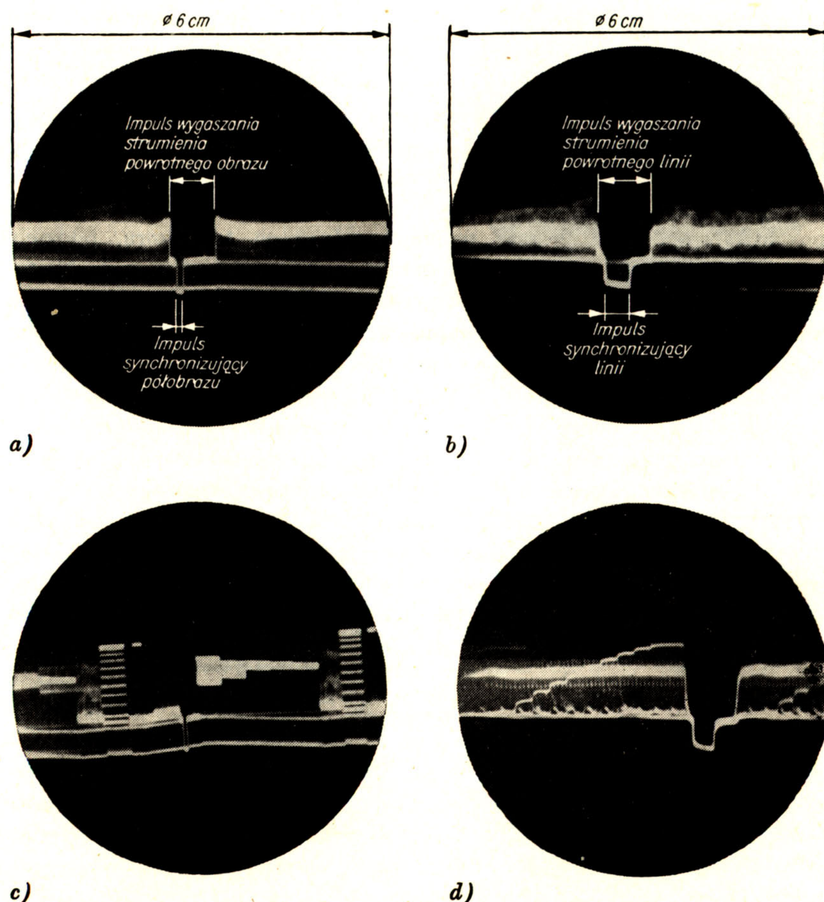
Strojenie stopnia wejściowego

Kabel antenowy doprowadzony od anteny łączymy do końcówek lutowniczych wystających przez podłużny otwór w chassis. Wyjście wzmacniacza wizji łączymy z wejściem wzmacniacza pomiarowego oscyloskopu. Wzmacniacz nastawiamy na największe wzmocnienie. Włączamy oscyloskop i odbiornik. Przekręcamy trymer C_8 za pomocą naszego śrubokrętu izolacyjnego, który zrobiliśmy sobie specjalnie w tym celu. Jeśli na ekranie nie pojawia się przy tym żaden obraz, sprawdźmy, czy generator w. cz. wytwarza drgania. W tym celu łączymy biegun dodatni woltomierza z chassis, biegun ujemny z końcówką lutowniczą w punkcie F korpusu cewki (rys. 329c). Punkt pomiaru M znajduje się między R_4 i R_5 w stopniu mieszacza. Gdy generator wytwarza drgania, przyrząd powinien wskazać napięcie 1 V—4 V. Sprawdzimy dalej, czy aktualnie stacja telewizyjna nadaje w ogóle jakiś program. Jeśli tak i jeśli prawidłowo został wykonany układ połączeń, to podczas strojenia na ekranie oscyloskopu musi być widoczny sygnał wizji. Nastawiamy na maksimum wielkości obrazu. Następnie stroimy obwód wejściowy mieszacza. Zmieniamy indukcyjność, rozsuwając lub zsuwając zwoje cewki L_4. Jako narzędzi użyjemy dwu wąskich pasków

izolacyjnych. Cęgi nie nadają się do tego, ponieważ kondensator elektrolityczny w zasilaczu może być również po wyłączeniu odbiornika pod napięciem. Poza tym nie należy uszkodzić emalii izolacyjnej cewek. Staramy się i tu znaleźć maksimum.

W ten sam sposób postępujemy następnie z cewką L_3. Jeśli oscylogram jest za duży, to zmniejszamy wzmocnienie wzmacniacza pomiarowego. Obwód wejściowy stroimy na maksimum za pomocą trymera rurkowego C_3. Na zakończenie doprowadzamy sygnał wizji do wejścia „pomiar" i nastawiamy raz jeszcze generator w. cz. na maksimum. Przekładka izolacyjna kondensatora zmiennego jest wsunięta do połowy; strojenie precyzyjne przeprowadzimy za pomocą rdzenia mosiężnego.

Przyjrzyjmy się dokładniej sygnałowi wizji. Odchylenie pionowe od krawędzi górnej do najniżej położonych punktów w oscylogramie musi wynosić 30 mm. Do płytek pomiarowych z zasilacza warsztatowego przykładamy napięcie zmienne. Mierzymy i wartość skuteczną $U\sim$, i odchylenie promienia. Jeśli $U\sim = 14$ V, to odpowiada to odchyleniu promienia (od wartości szczytowej dodatniej do wartości szczytowej ujemnej) $U_{ss} = 2 \cdot U_m = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U\sim = 39{,}8$ V. Napięcie to odchyli promień o 25 mm. Dla odchyle-

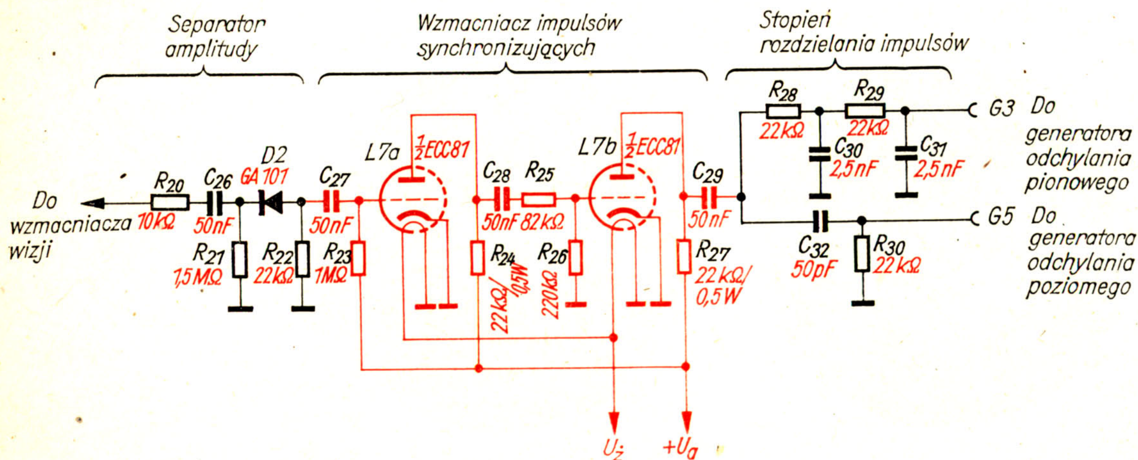


Rys. 346
Oscylogramy sygnału wizji:
a) z impulsem wygaszania strumienia powrotnego obrazu i impulsem synchronizującym obrazu (częstotliwość relaksacji 50 Hz);
b) z impulsem wygaszania strumienia powrotnego linii i impulsem synchronizującym linii (częstotliwość relaksacji 15 625 Hz);
c) oscylogram obrazu (obraz testowy radia i telewizji NRD według rys. 352);
d) oscylogram linii (obraz testowy radia i telewizji NRD według rys. 352)

nia sygnału wizji równego 30 mm wartość szczytowa napięcia musi wobec tego wynosić $U_{ss} = 39{,}8\,\mathrm{V} \cdot \dfrac{30\ \mathrm{mm}}{25\ \mathrm{mm}} = 47{,}5\ \mathrm{V}$. Już napięcie $U_{ss} = 30\ \mathrm{V}$ wystarczy do dobrego odtworzenia obrazu.

Na rysunkach 346a do d podano zdjęcia czterech oscylogramów sygnału wizji. Zdjęcie na rys. 346a zostało zrobione w ciągu czasu odchylania półobrazu. Rozpoznajemy impuls wygaszania strumienia powrotnego obrazu, jak również impuls synchronizujący półobraz. W drugim oscylogramie (rys. 346b) czas odchylania równa się czasowi trwania linii. Impuls wygaszania odchylania linii i impuls synchronizujący, jak również treść obrazu są dobrze widoczne. Rysunki 346c i 346d właściwie powtarzają to samo, z tą różnicą, że czas odchylania na rys. 346c obejmuje dwa półobrazy. Oba oscylogramy wykonano w oparciu o obraz testowy Telewizji Niemieckiej Republiki Demokratycznej (patrz rys. 352b).

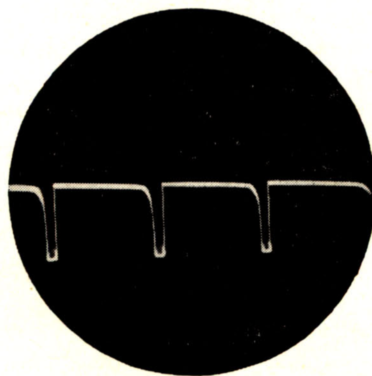
Po zakończeniu strojenia stopni wejściowych przyklejamy cewki paroma kroplami kleju uniwersalnego do korpusów, aby nie przesuwały się przy wstrząsach. Dla sprawdzenia można doprowadzić sygnał wizji do cylindra Wehnelta. Wzmacniacz pomiarowy oscyloskopu zastępujemy generatorem odchylania pionowego. Wygaszanie napięcia powrotnego obu generatorów jest odłączone, przełącznik zakresów generatora odchylania pionowego skierowany jest do tyłu, przełącznik generatora odchylania liniowego jest w położeniu 8. Próbujemy zatrzymać obraz. Lewą ręką manipulujemy przy regulatorze precyzyjnej częstotliwości odchylania pionowego, prawą ręką – przy regulatorze częstotliwości odchylania poziomego. Obraz mimo to ciągle bardzo szybko się zrywa. Oba generatory odchylania trzeba zsynchronizować. Wiemy, jak to się robi. Prosty separator amplitudy, który poznaliśmy przy omawianiu schematu ideowego telewizora, oddziela treść obrazu, ale napięcie impulsów synchronizujących jest za małe. Dlatego wzmacniamy napięcie impulsu przed rozdzieleniem. Układ separatora amplitudy ze wzmacniaczem impulsów synchronizujących i stopniem rozdzielania impulsów podano na rys. 347.



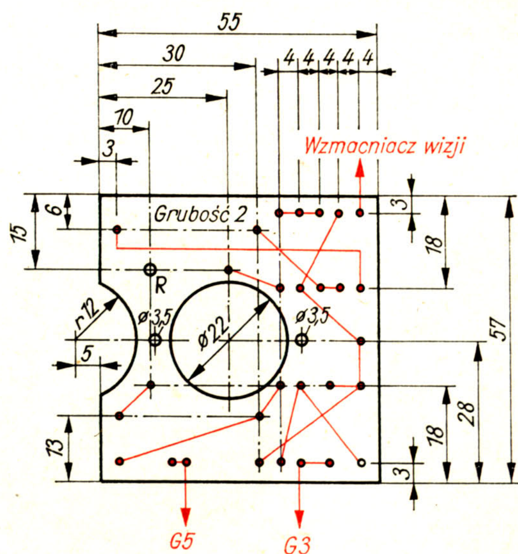
Rys. 347
Układ połączeń separatora amplitudy ze wzmacniaczem impulsów synchronizujących i stopniem rozdzielania impulsów

Wykonujemy układ synchronizacji generatorów odchylania pionowego i poziomego

Sygnał WGS z wyjścia wzmacniacza wizji przez R_{20} dostaje się na wejście separatora amplitudy. Wśród znanych obwodów znalazł się jeden nowy: zaznaczony barwnie wzmacniacz impulsów (rys. 347). Siatka pierwszej lampy otrzymuje wstępne napięcie dodatnie przez rezystor siatkowy R_{23} połączony z $+U_a$. Pracujemy w górnej części charakterystyki lampy. Ponieważ impulsy są ujemne, pozostałe jeszcze resztki dodatnich impulsów treści obrazu z całą pewnością zostaną usunięte. Impulsy wzmocnione dostają się przez dzielnik napięcia $C_{28}R_{25}R_{26}$ do siatki drugiego stopnia wzmacniacza. Stosunek rezystancji jest tak dobrany, że lampa *L7 b* dwustronnie ogranicza wzmocnione wstępnie impulsy. W ten sposób otrzymuje się czyste impulsy synchronizujące. Impulsy zakłócające, które mogą wystąpić, ulegają obcięciu i nie oddziaływają na synchronizację generatorów odchylania. Rys. 348 przedstawia oscylogram wzmocnienia napięcia



Rys. 348
Oscylogram wzmocnionego impulsu synchronizującego



Rys. 349
Płyta montażowa z połączeniami układu synchronizującego

impulsów. Impulsy odbierane są bezpośrednio z anody lampy *L7b*. Napięcie ich wynosi około $U_{ss} = 100$ V.

Układ odtwarzania impulsów składa się z dwu członów *RC* włączonych jeden za drugim. W ten sposób napięcie pulsacji impulsów występujące na rys. 322b zostanie bardzo zmniejszone. C_{30} możemy uważać za kondensator wygładzający, a C_{31} za kondensator filtru. Stała czasu członu *RC* impulsu wynosi $\tau = R_{28} \cdot C_{30} = 22$ kΩ $\cdot$ 2,5 nF $= 55$ μs, a stała czasu członu *RC* impulsu linii wynosi $\tau = R_{30} \cdot C_{32} = 22$ kΩ $\cdot$ 50 pF $= 1,1$ μs.

Układ budujemy na płytce montażowej izolacyjnej o grubości 2 mm (rys. 349). Pokazano tu od razu, jak wykonać połączenia. Rozmieszczenie podzespołów widać na planie ogólnym (wyklejka z tyłu książki). W R nitujemy końcówkę lutowniczą po stronie montażu podzespołów.

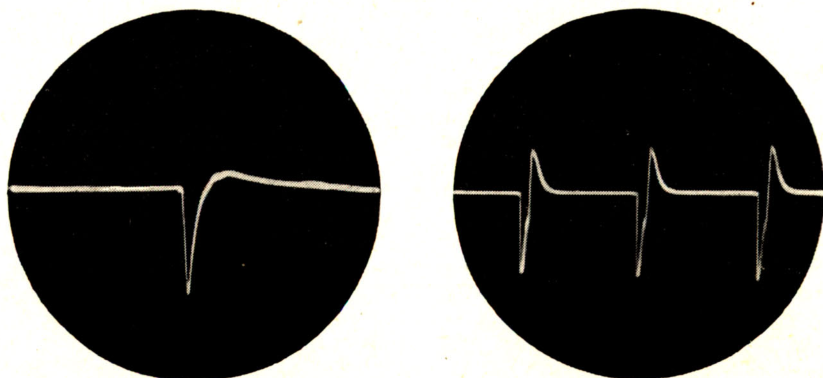
Najpierw przykręcamy podstawkę lampy *L7* pod spodem chassis. Następnie nakładamy na oba wystające gwintowane sworznie płytkę montażową ze wstępnie wykonanymi połączeniami i również ją przykręcamy. Rezystory R_{23}—R_{27} oraz kondensator C_{28} lutujemy luzem. Od podstawki pierwszej lub drugiej lampy p. cz. prowadzimy przewód żarzenia do *L7*. Biegun (+) napięcia anodowego doprowadzamy do końcówki lutowniczej w R. Trzy przewody prowadzą do wzmacniacza wizji, do gniazdka na ścianie tylnej *G3* i do gniazdka *G5*.

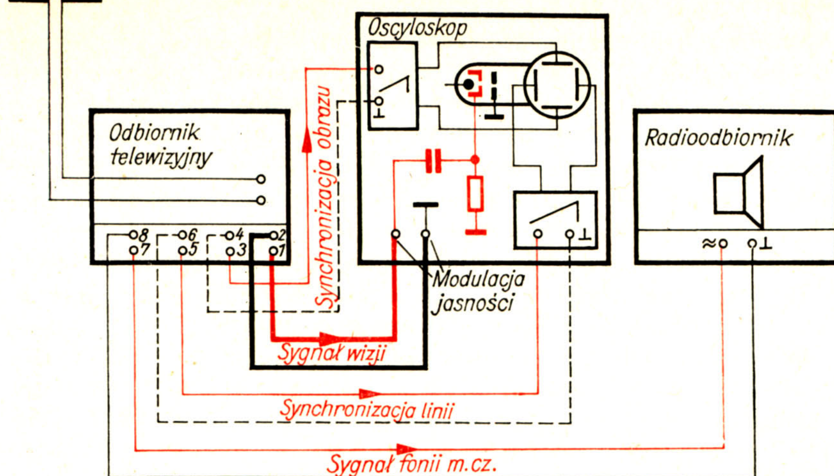
Po włożeniu lampy ECC 81 przyjrzyjmy się napięciom synchronizującym na oscyloskopie. *G3* i *G4* lub *G5* i *G6* łączymy z wejściem oscyloskopu „pomiar". Wyłącznik z tyłu w położeniu „niewzmocniony". Oscylogramy według rysunku 350a (impuls półobrazu) i 350b odpowiadają impulsom według rysunku 322. Wartości szczytowe napięć obu impulsów mieszczą się w zakresie $U_{ss} = 40 - 45$ V.

Przed przyłożeniem impulsów synchronizujących do generatorów odchylania trzeba w oscyloskopie odlutować z jednej strony rezystor $R_{17} = 100$ kΩ (rys.121b). W przeciwnym razie część napięcia odchylania pionowego przedostanie się na siatkę hamującą lampy odchylania poziomego i zsynchronizuje ją z odchylaniem pionowym.

Rys. 351 przedstawia schemat naszego urządzenia telewizyjnego. Sygnał wizji doprowadzony jest dwuprzewodowo do wejścia „Modulacja jasności" w oscyloskopie, impulsy synchronizujące odchylania pionowego i

Rys. 350
Oscylogramy impulsów synchronizujących:
a) impuls synchronizujący półobrazu;
b) impuls synchronizujący linii





Rys. 351
Układ połączeń naszego odbiornika telewizyjnego





Rys. 352
Obrazy na ekranie naszego telewizora

poziomego można doprowadzić jednobiegunowo do obu generatorów odchylania. Po kilku minutach generatory pracują stabilnie, tak że żadne korekty częstotliwości nie są potrzebne. Z rys. 352 można się zorientować, jak wygląda obraz odbierany na ekranie oscyloskopu. Ostrość pozostawia trochę do życzenia. Niech nas to jednak nie dziwi. Obliczmy, jaką średnicę musiałby mieć strumień elektronów w naszej małej lampie, żeby można było uzyskać ostry obraz! Wysokość obrazu wynosi około 5 cm. Ma się w niej zmieścić 585 linii. Zatem jedna linia nie mogłaby być szersza niż $\frac{50\,\text{mm}}{585} = 0{,}085\,\text{mm}$. Takiej małej średnicy strumienia nie jesteśmy w stanie nastawić. Dlatego i linie, i punkty obrazu nakładają się na siebie, a obraz traci ostrość.

Na rys. 351 podano również sposób połączenia części m. cz. radioodbiornika celem odtwarzania fonii. Oczywiście musimy odbierać dźwięki związane z obrazem. Dlatego zajmijmy się teraz ostatnim już układem.

Fonię odbieramy z wizją

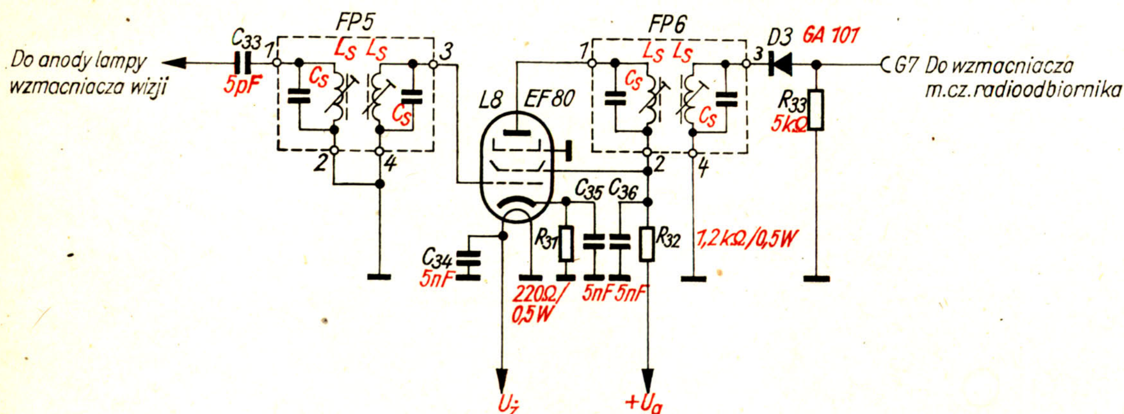
Na pierwszy rzut oka układ wzmacniacza, przedstawiony na rys. 353, nie zawiera nic nowego. Częstotliwość różnicowa 5,5 MHz[1] przenosząca sygnał fonii odbierana jest z anody lampy wzmacniacza wizji przez kondensator C_{33}. Obwód rezonansowy nastrojony na tę częstotliwość wyodrębnia ją spośród wielu innych. Dalsze losy sygnału już znamy. Na schemacie nie widać jednak tego, że fonia dla telewizji nadawana jest na zasadzie modulacji częstotliwości, a nie amplitudy. Jest to coś nowego.

Trzeba się krótko zająć tym rodzajem modulacji i warunkami detekcji. Jeśli przenoszony dźwięk ma oddziaływać na częstotliwość, to znaczy, że po prostu jakiś element obwodu drgającego musi zmieniać swe własności elektryczne w zależności od częstotliwości dźwięku. Można to w zasadzie osiągnąć za pomocą mikrofonu pojemnościowego. Składa się on z dwu okładzin, z których jedna jest membraną. Pod wpływem fal akustycznych membrana zbliża się w mniejszym lub większym stopniu do okładziny nieruchomej; zmiany natężenia dźwięku zostały przetworzone na zmiany pojemności. Pojemność mikrofonu tworzy z cewką obwód rezonansowy, którego częstotliwość zmienia się w rytmie częstotliwości dźwięku.

Rys. 354a przedstawia falę dźwiękową (m. cz.). Rys. 354b przedstawia schematycznie uzyskiwane stąd zmiany częstotliwości fali nośnej (w. cz.). Podczas jednego okresu m. cz. wielka częstotliwość zmienia się w zakresie od wartości maksymalnej f_{max} do wartości minimalnej f_{min}. Taki sygnał nadaje antena nadawcza obok sygnału obrazu nadawanego na zasadzie modulacji amplitudy. Przez przemianę częstotliwości, za pomocą generatora częstotliwości odbiornika, powstaje częstotliwość pośrednia fonii 33,4 MHz. Zmiany częstotliwości przenoszone są na p. cz. fonii. Pozostają one również i wtedy, gdy na detektorze p. cz. wizji i p. cz. fonii przekształcone są na częstotliwość różnicową fonii równą $f_F = 5{,}5$ MHz (6,5 MHz).

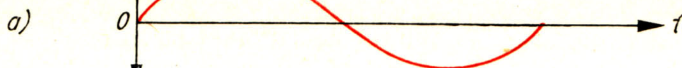
Aby odtworzyć sygnał fonii, należy przekształcić modulację częstotliwości na modulację amplitudy. Najprościej odbywa się to przez *detekcję na zboczu krzywej rezonansu*. Obwodu detektora nie stroimy na częstotli-

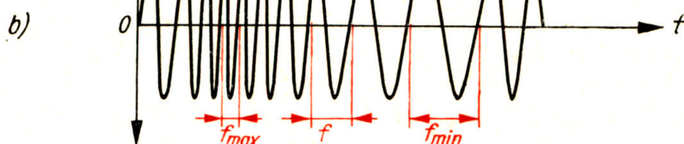
Rys. 353
Układ połączeń wzmacniacza fonii WF

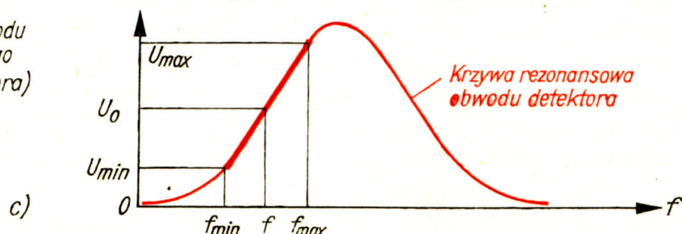


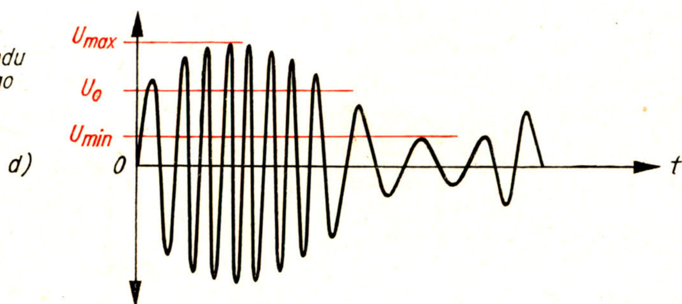
[1] W naszym przypadku 6,5 MHz.

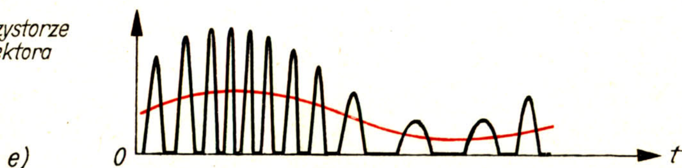
Rys. 354
Zasada demodulacji sygnału o modulowanej częstotliwości



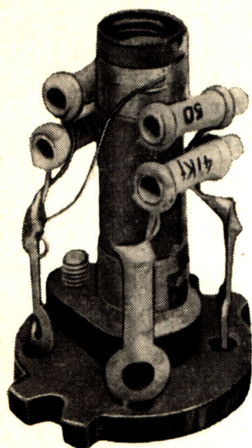








wość nośną – jak przy detekcji sygnałów o modulowanej amplitudzie – lecz na częstotliwość wyższą lub niższą. Rys. 354c przedstawia krzywą rezonansu obwodu detektora fonii. Jego częstotliwość rezonansowa leży powyżej częstotliwości różnicowej fonii f_F. Różne częstotliwości leżące między f_{min} i f_{max} wskutek opadania zbocza krzywej przepustowej wytwarzają różne napięcia od U_{min} do U_{max}. Rys. 354d przedstawia napięcia w obwodzie detektora. Sygnał fonii, zmodulowany częstotliwością, ma dodatkowo modulowaną amplitudę; odtworzenie napięcia modulacji jest jak zawsze możliwe po detekcji.



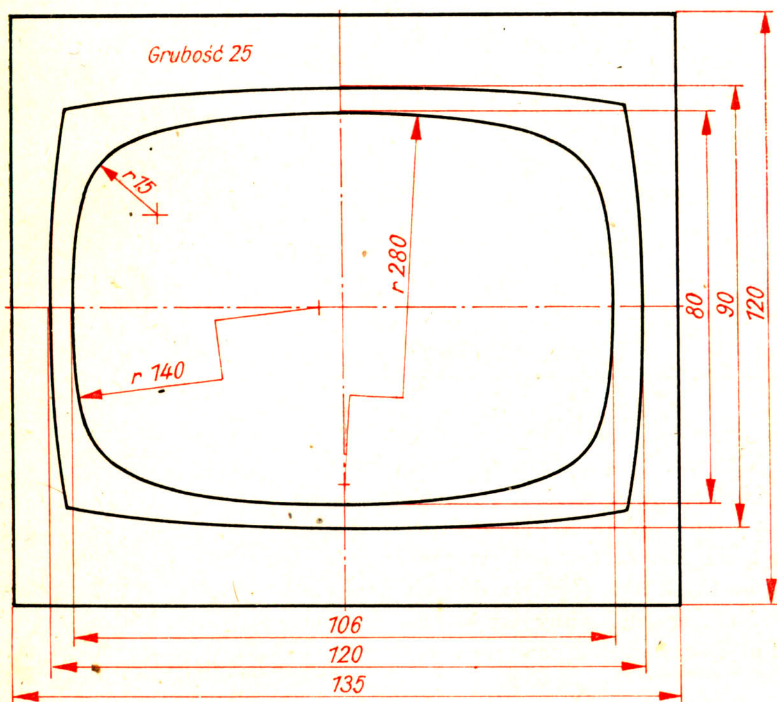
Rys. 355
Filtr pasmowy
wzmacniacza WF

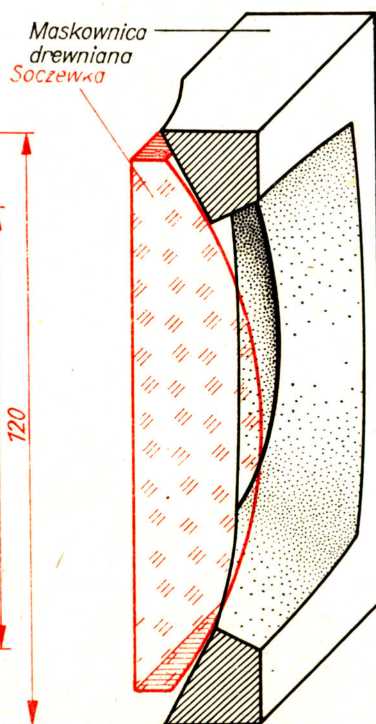
Oba filtry pasmowe wzmacniacza fonii *WF* budujemy podobnie do filtrów wzmacniacza p. cz. wizji. Jako kondensatorów *C* w obwodzie drgającym użyjemy ponownie kondensatorów ceramicznych o pojemności 50 p F; cewki *L* wykonane są z 30 zwojów drutu miedzianego emaliowanego o średnicy 0,15 mm. Na każdy korpus cewki nawijamy dwie cewki jednowarstwowe, jedną u dołu, przy podstawce, a drugą około 4 mm od górnej krawędzi korpusu cewki. Między obiema cewkami pozostaje około 10 mm miejsca. Odpowiednio do tego w korpus należy również wkręcić dwa rdzenie, jeden u góry, drugi od dołu. Rys. 355 przedstawia filtr pasmowy. Jako pojemność obwodu drgającego zastosowano dwa kondensatory.

Każdy obwód filtru stroimy najpierw bez pudełka na 6,5 MHz. Kondensator sąsiedniego obwodu należy w tym celu odłączyć od cewki.

Połączenia wykonujemy zgodnie z planem umieszczonym na wyklejce z tyłu książki. Nie należy jeszcze lutować przewodów łączących między wzmacniaczem wizji i końcówką 1 filtru pasmowego *FP5*. Do gniazdek *G7* i *G8* włączamy słuchawkę i stroimy poszczególne obwody na maksymalny warkot („brum") przy 5,5 MHz; częstotliwość tę uzyskujemy z miernika częstotliwości, który pracuje jako modulowany nadajnik probierczy. Po wbudowaniu kondensatora sprzęgającego 5 nF między anodę lampy wzmacniacza wizji i *FP5*, zwiększamy lub zmniejszamy częstotliwość własną obwodu detektora, aż usłyszymy w słuchawkach fonię telewizji.

Rys. 356
Maskownica soczewki
powiększającej

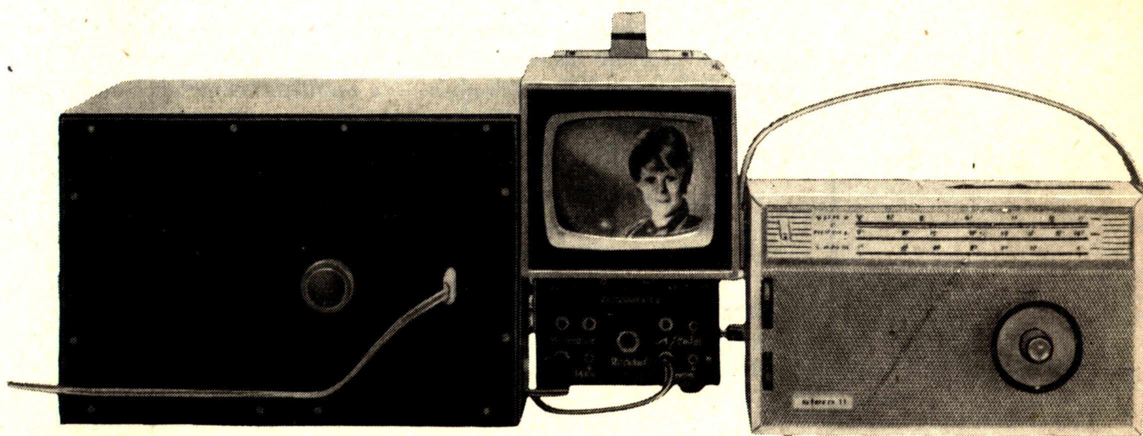




Zmieniając nieco pozostałe częstotliwości obwodu, nastawiamy optymalną jakość odtwarzania.
Na pewno zauważymy, że fonię, w zależności od treści obrazu, obciąża warkot („brum“) o zmiennej intensywności. Wynika on nie z błędu w wykonaniu połączeń, lecz z nadmiernego uproszczenia kanału fonii. Technicy nazywają to zjawisko *warkotem róznicowym* („Intercarrierbrumm“). Oznacza to, że chodzi o telewizor pracujący na zasadzie *częstotliwości róznicowej*. Mianowicie dźwięk można też wyodrębnić zaraz za stopniem mieszacza i odbierać poprzez wzmacniacz p. cz. fonii nastrojony na 33,3 MHz (32,3). Ponieważ w tym przypadku p. cz. wizji i p. cz. fonii przenoszone są oddzielnymi kanałami, mówimy o *wydzielanym torze fonii*. W takim odbiorniku warkot nie występuje.
Warkot pochodzący od sygnału wizji można również wytłumić we wzmacniaczu *WF* za pomocą stopnia ograniczającego. Oznacza to jednak wprowadzenie dodatkowego układu, który tu pominiemy. Przy niewielkim natężeniu dźwięku warkot prawie nie przeszkadza.
Aby chassis naszego telewizora się nie brudziło, wykonujemy obudowę; z tyłu zrobimy szereg otworów wentylacyjnych, co nie będzie specjalnie trudne.

Lupa powiększa nasz mały obraz

Zaleca się powiększyć obraz optycznie. W tym celu potrzebna jest lupa. W odbiorniku wzorcowym zastosowano kondensator powiększalnika dla negatywów 6 × 9. Soczewkę wkładamy w maskownicę drewnianą według rys. 356. Obudowę maskownicy robimy z czterech kawałków sklejki. Należy ją przymocować przed ekranem do obudowy oscyloskopu. Odległość między ekranem a soczewką wynosi około 10 cm. Obraz najlepiej oglądać z odległości około 50 do 80 cm.
Na rys. 357 możemy obejrzeć telewizor z soczewką powiększającą i wzmacniaczem małej częstotliwości z przenośnego odbiornika tranzystorowego,



Rys. 357
Kompletne urządzenie telewizyjne

który został wykorzystany do odtwarzania fonii. Długość przewodów łączących jest dowolna. Sami sprawdzamy, czy dla połączenia telewizora i radia trzeba użyć kabla ekranowanego. Pozostałych przewodów ekranować nie potrzeba.

Zakończenie

Nasza wspólna wyprawa w krainę radia i telewizji dobiegła końca. Miejmy nadzieję, że nie była nudna nawet wtedy, gdy między majsterkowaniem a przeprowadzaniem doświadczeń trzeba bylo zająć się matematyką. Teoria i praktyka stanowią nierozerwalną całość; jedna nie może istnieć bez drugiej. Mimo to próbowaliśmy tu ograniczyć teorię do rozsądnego minimum. Dotyczy to i podstaw matematycznych, i elementów elektrotechniki ogólnej. Istnieje wiele publikacji na ten temat; wyszczególniono je m. in. w zestawieniu literatury. Kto chce pogłębić swoją wiedzę, ten musi je przestudiować. Zestawienie zawiera również wiele książek fachowych wprowadzających głębiej w technikę wielkich częstotliwości. Autor również zaczerpnął z nich sporo ciekawych myśli i informacji. Książki, których nie ma w księgarniach, zakupimy przez Powszechną Księgarnię Wysyłkową. Możemy je również otrzymać w bibliotece naukowej, do której Czytelników powinien zaliczać się każdy radioamator.
Wszystkie przyrządy opisane w tej książce zostały przez autora zbudowane i wypróbowane. Na ich wzór niektóre urządzenia zostały zrobione również przez kolektyw Domu Młodego Pioniera w Lipsku. Opisy, rysunki konstrukcyjne, schematy i zdjęcia zawierają niezbędne wskazówki, które zapewnią radioamatorom pomyślne wyniki w ich pracy. Twórcza fantazja Czytelników da być może jeszcze lepsze rezultaty. Propozycje poprawek i uzupełnień będą mile widziane.
W dalszej pracy jest rzeczą niesłychanie ważną, aby robić to tylko, co dobrze rozumiemy pod względem naukowym i technicznym. Jedynie wtedy można odnaleźć i usunąć ewentualne błędy oraz uzyskać nowe lepsze rozwiązania.
Wszystkim, którzy przyczynili się do powstania tej książki, serdecznie w tym miejscu dziękuję. Należy się to przede wszystkim żonie mojej Ruth oraz panom prof. dr Hansowi Backe i dr Friedrichowi Anackerowi – zą szczegółowe przejrzenie pierwopisu – i opiniodawcom: dr Ruedigerowi Friedrichowi i panu Hagenowi Jakubaschkowi – za ich cenne uwagi.
Drezno, wiosna 1969. *Dr Lothar König*

Dodatek

Tabela 1. Narzędzia

Liczba	Wyszczególnienie	Wymiary
1	2	3
1	młotek drewniany lub gumowy	—
2	młotki	200 g, 500 g
1	punktak	długość 100 mm
1	przecinak płaski	długość 100 mm
1	wycinak	długość 100 mm
1	wyrzynarka (laubzega)	
1	piła ręczna kabłąkowa do metalu	
1	rozpłatnica (piła stolarska nienaprężona)	
2	cęgi (okrągłe i płaskie)	długość 130 mm
1	kombinerki izolowane	długość 160 mm
1	cęgi do zdejmowania izolacji	
1	cęgi do drutu	długość 130 mm
1	nożyce do blachy, ręczne	długość 200 mm
5	wkrętaki (śrubokręty)	szerokość 2,4; 5,5; 7 i 9 mm
komplet	klucze płaskie	rozwartość 5, 6, 7, 8, 9, 10, 12, 14, 17, 19, 22, 27 mm
1	imadło	wielkość średnia
2	zacisk naprężający	wielkość średnia
8	pilniki	płaskie: 300 mm zdzierak 200 mm zdzierak i gładzik okrągły: 250 mm zdzierak i gładzik półokrągły: 200 mm gładzik czworokątny: 200 mm gładzik trójkątny: 200 mm gładzik
komplet	pilniki — iglaki	
1	wiertarka ręczna	do średnicy wiertła 10 mm

c. d. tabeli 1

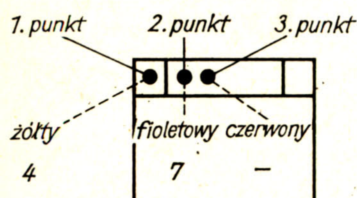
Liczba	Wyszczególnienie	Wymiary
1	2	3
1	wiertarka elektryczna ręczna ze stojakiem	do średnicy wiertła 10 mm
20	wiertła	o średnicy: 0,5; 1,0; 1,5; 2,0; 2,2; 2,4; 3,0; 3,2; 3,5; 4,0; 4,5; 5,0; 5,3; 6,0; 6,4; 7,4; 8,0; 8,4; 9,5; 10,0 mm
3 komplety	gwintowników	M3, M4, M5
1	pokrętka do gwintownika	
3	narzynki z uchwytami	M3, M4, M5
1	przymiar stalowy	300 mm
1	suwmiarka	160 mm
1	rysik traserski	
1	cyrkiel prosty traserski	
1	kątownik	
1	lutownica elektryczna	100 W
1	pinceta	
2	końcówki probiercze	
1	próbnik napięcia	
1	wielozakresowy przyrząd uniwersalny na prąd stały i zmienny, zakres prądowy co najmniej do 1A, zakres napięciowy co najmniej do 500 V (np. UM3, UM4 ewentualnie Lavo 1).	

Tabela 2. Rezystywność

Materiał	ϱ w $\frac{\Omega\ mm^2}{m}$
srebro	0,016
miedź	0,0175
aluminium	0,03
wolfram	0,055
mosiądz	0,07—0,08
żelazo	0,01—0,15
manganin	$\approx$ 0,40
nikielina	$\approx$ 0,42
konstantan	$\approx$ 0,50
chromonikielina	$\approx$ 1,0

Tabela 3. Międzynarodowy system oznaczeń małych rezystorów

Kolor punktu	1. i 2. punkt	3. punkt	4. punkt
	1. i. 2. cyfra	liczba zer	tolerancja w %
czarny	0	0	—
brązowy	1	1	1
czerwony	2	2	2
pomarańczowy	3	3	—
żółty	4	4	—
zielony	5	5	—
niebieski	6	6	—
fioletowy	7	7	—
szary	8	8	—
biały	9	9	—
złoty	—	—	5
srebrny	—	—	10
bezbarwny	—	—	20



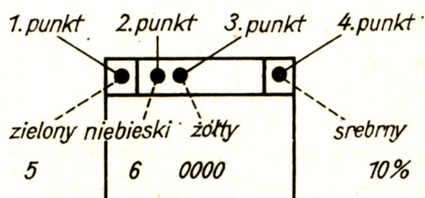


Tabela 4. Względna stała dielektryczna

Materiał	ε_v
epsilan 7000	7000
kondensa F	80
kondensa N	40
tempa X	30
tempa S	14
tlenek aluminium	8,5
kalit	6,5
szkło i mika	5—8
bakelit	3,5—6
szelak	2,7—3,7
polistyren (styroflex)	2,4
papier	1,5—2,5
powietrze	$\approx$ 1

Tabela 5. Względna przenikalność magnetyczna

Materiał	μ_r
hyperium (75% żelaza, 20% chromu, 5% aluminium)	do 10000
stal kujna	do 5000
żeliwo	do 600
nikiel	do 300
aluminium	1,000023
powietrze	$\approx$ 1
miedź	0,999991

Tabela 6. Współczynnik korekcyjny stosunku średnica-długość do obliczania indukcyjności jednowarstwowych cewek cylindrycznych

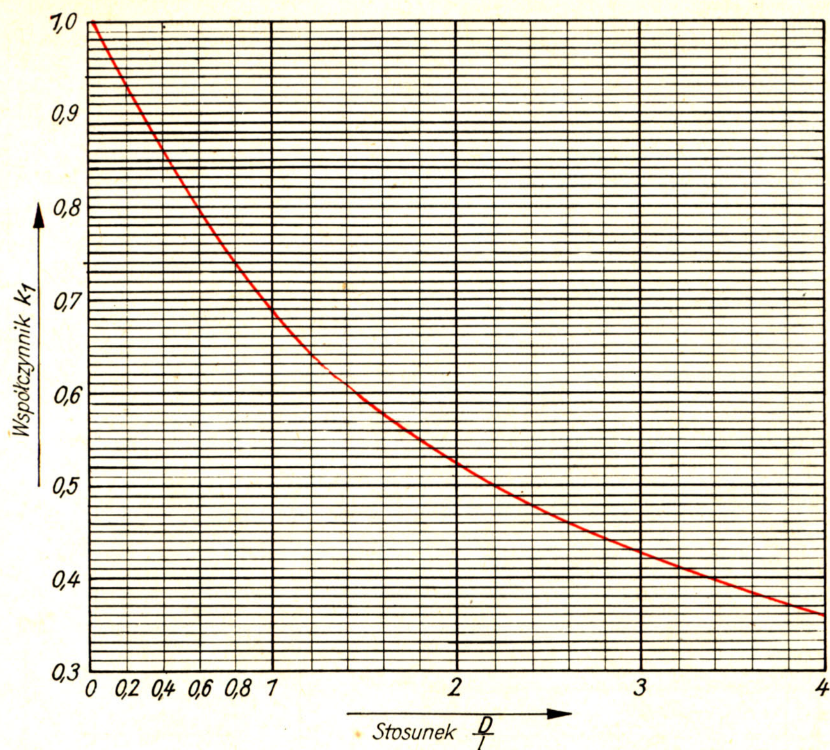
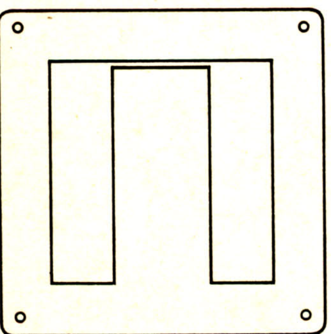
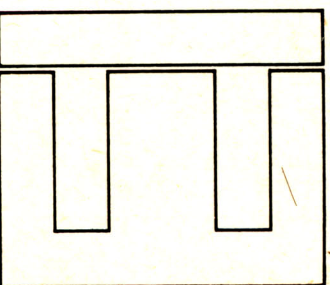


Tabela 7. Dane dotyczące rdzeni stalowych transformatorów

a) rdzenie o przekroju M

Wyszczególnienie	M42	M55	M65	M74	M85a	M85b	M102a	M102b
przekró j żelaza w cm²	1,8	3,4	5,4	7,4	9,4	13	12	18
moc maksymalna w W	4	12	25	50	70	100	120	180
szerokość i wysokość blachy w mm	42	55	65	74	85	85	102	102
szerokość kolumny środkowej w mm	12	17	20	23	29	29	34	34
grubość pakietu w mm	15	20	27	32	32	45	35	52
liczba blach o grubości 0,35 w sztukach	41	54	72	86	86	118	95	138
liczba blach o grubości 0,50 w sztukach	26	34	46	55	55	78	60	90
użyteczna wysokość nawijania w mm	5,7	7,3	8,7	10,7	9,7	9,7	11,5	11,5
użyteczna szerokość nawijania w mm	23	30,5	34	40	46	46	57	57
długość 1 zwoju wewnątrz w mm	7	9	11	13	14	15,5	16	19
długość 1 zwoju w środku w mm	9	12	14,5	16,5	17	18,5	20	23
długość 1 zwoju zewnątrz w mm	11	14	17	20	20,5	22	23,5	27


Przekrój M


Przekrój EI

c. d. Tabeli 7. b) rdzenie o przekroju EI

	EI42	EI48	EI54	EI60	EI66	EI78	EI84a	EI84b	EI106a	EI106b	EI130a	EI130b
przekrój żelaza w cm_2	1,95	2,56	3,24	4	4,8	6,8	7,8	11,8	12,3	15,8	12,3	15,8
moc maksymalna w W	3	5	10	15	20	35	50	75	100	140	230	280
szerokość blachy w mm	42	48	54	60	66	78	84	84	106	106	130	130
wysokość blachy z jarzmem w mm	35	40	45	50	55	65	70	70	88	88	105	105
szerokość kolumny środkowej w mm	14	16	18	20	22	26	28	28	35	35	35	35
grubość pakietu w mm	14	16	18	20	22	26	28	42	35	45	35	45
liczba blach o grubości 0,35 w sztukach	38	43	49	54	60	70	75	109	95	118	95	118
liczba blach o grubości 0,50 w sztukach	23	27	31	34	37	44	48	75	60	78	61	78
użyteczna wysokość nawijania w mm	4,7	5,8	6,1	7	7,9	9,7	9,7	9,7	18,3	18,3	23,7	23,7
użyteczna szerokość nawijania w mm	17	19,6	22	24	27	31	35	35	47	47	58	58
długość 1 zwoju wewnątrz w mm	7	8	9	10	11	13,5	14	17,5	18	20	20	22
długość 1 zwoju w środku w mm	8	9	10	11,5	12,5	15	16	19	21,5	23,5	24	26
długość 1 zwoju zewnątrz w mm	9	10	11	13	14	16,5	18	20,5	25	27	28	30

Tabela 8. Liczba zwojów na 1 wolt w zależności od przekroju żelaza transformatora

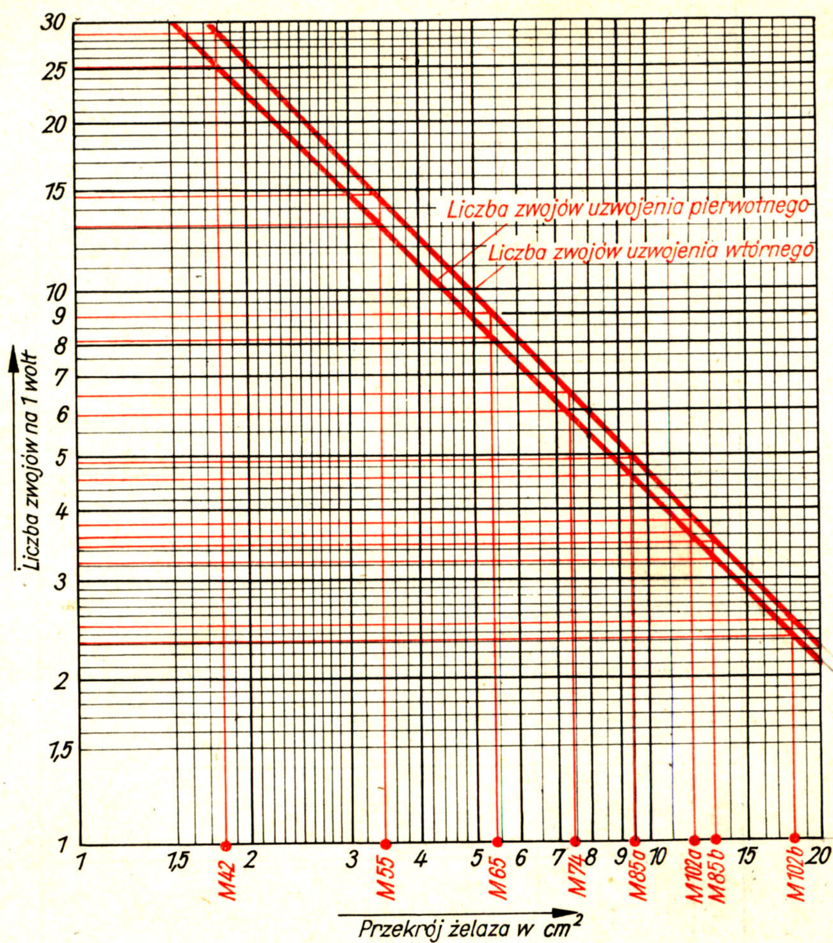


Tabela 9. Oznaczenia typów lamp radiowych

Oznaczenia elektrod na układach połączeń lamp radiowych	
a:	anoda
k:	katoda
ż:	żarzenie
$ż_{śr}$:	żarzenie — środek
s:	siatka sterująca (w triodzie)
sl:	siatka sterująca (w lampach wielosiatkowych)
x:	nóżka połączona z elektrodą (nie wolno tej końcówki w podstawce wykorzystywać jako wspornika)

Oznaczenia lamp		
Pierwsza litera: rodzaj żarzenia		
E:	żarzenie 6,3 V prądu zmiennego (grzejniki równoległe)	
P:	żarzenie 0,3 A prądu zmiennego (grzejniki szeregowe)	
U:	żarzenie 0,1 A prądu zmiennego lub stałego (grzejniki szeregowe)	
D:	żarzenie 1,4 V prądu stałego (bateria ogniw 1,5 V)	
Druga litera i następne: układ lampy		
		Zastosowanie
A:	dioda	detekcja w. cz.
B:	podwójna dioda	detekcja w. cz.
C:	trioda	wzmocnienie w. cz. i m. cz.
D:	trioda mocy	lampa głośnikowa (końcowa) m. cz.
F:	pentoda	wzmocnienie w. cz. i m. cz.
H:	heksoda, heptoda	mieszacz
L:	pentoda mocy	lampa końcowa m. cz. (głośnikowa)
M:	wskaźnik strojenia	,,oko magiczne"
Y:	dioda	prostownik
Z:	podwójna dioda	prostownik

30 40

Tabela 10. Układy połączeń lamp radiowych

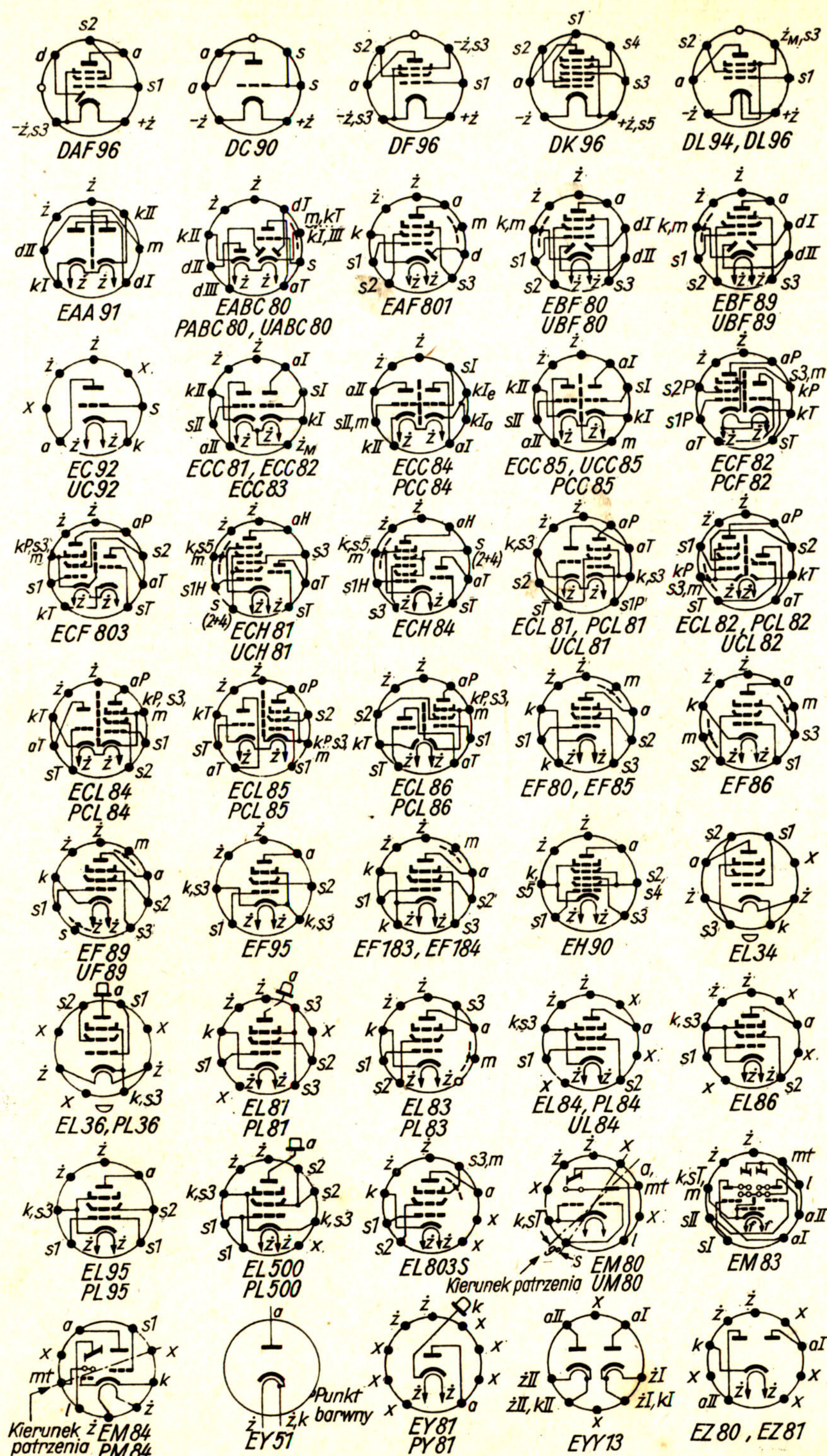


Tabela 11. Dane techniczne lamp radiowych (U_a, I_a, U_{s2}, I_{s2}, U_s: *wartości orientacyjne*)

Typ	Układ	Napięcie żarzenia U_z w V	Prąd żarzenia I_z w mA	Napięcie anodowe U_a w V	Prąd anodowy I_a w mA	Napięcie siatki ekranującej U_{s2} w V	Prąd siatki ekranującej I_{s2} w mA	Napięcie wstępne siatki U_a w V	Nachylenie S w mA/V	Maksymalna obciążalność anody P_a w W	Maksymalna obciążalność siatki ekranującej P_{s2} w W	+ maksymalne napięcie wsteczne ++ maksymalny prąd stały diody Ø maksymalne napięcie transformatora Zastosowanie
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
DAF 96	dioda pentoda	1,4	25	100+ 85	0,2++ 0,065	85	0,021	0	0,25	0,03	0,01	demodulacja amplitudy wzmocnienie m. cz.
DC 90	trioda	1,4	50	90	3			— 3	1,1	0,6		trioda mieszacza, generatora drgań i wzmacniacza dla zakresu UKF
DF 96	pentoda	1,4	25	85	1,65	64	0,55	0	0,85	0,25	0,1	regulowana pentoda w. cz.
DK 96	heptoda	1,4	25	85	0,8	85	1,5	0	0,6	0,15	0,1	regulowana heptoda mieszacza
DL 94	pentoda	1,4 2,8	100 50	90	8	90	1,8	—5,1	2	1,2	0,45	pentoda końcowa
DL 96	pentoda	1,4 2,8	100 50	85	5	85	0,9	—5,2	1,4	0,6	0,2	pentoda końcowa
EAA 91	dioda	6,3	300	420+	9++					0,5		dioda podwójna dla demodulacji częstotliwości
EABC 80	dioda duodioda trioda	6,3	450	350+ 350+ 250	1++ 10++ 1,3			—3	1,2	1		demodulacja amplitudy demodulacja częstotliwości wzmocnienie m. cz.
EAF 801	dioda pentoda	6,3	300	350+ 250	0,8++ 9	100	2,8	—2	3,8	2,25	0,45	demodulacja amplitudy wzmocnienie pośredniej częstotliwości

c. d. tabeli 11

Typ	Układ	Napięcie żarzenia U_z w V	Prąd żarzenia I_z w mA	Napięcie anodowe U_a w V	Prąd anodowy I_a w mA	Napięcie siatki ekranującej U_{s2} w V	Prąd siatki ekranującej I_{s2} w mA	Napięcie wstępne siatki U_2 w V	Nachylenie S w mA/V	Maksymalna obciążalność anody P_a w W	Maksymalna obciążalność siatki ekranującej P_{s2} w W	+ maksymalne napięcie wsteczne ++ maksymalny prąd stały diody ∅ maksymalne napięcie transformatora Zastosowanie
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
EBF 80	dioda pentoda	6,3	300	350+ 250	0,8++ 5	85	1,68	−2	2,2	1,5	0,3	dioda podwójna dla demodulacji amplitudy i napięcia regulacyjnego wzmocnienia m. cz. i w. cz.
EBF 89	dioda pentoda	6,3	300	350 250	0,8 9	100	2,8	−1	3,8	2,25	0,45	podwójna dioda dla demodulacji amplitudy i napięcia regulacyjnego, wzmocnienie w. cz. i m. cz. (regulowane)
EC 92	trioda	6,3	150	250	10			−2	5,5	2,5		trioda mieszacza, generatora drgań i wzmacniacza dla zakresu UKF
ECC 81	trioda	6,3 12,6	300 150	250	10			−2	5,5	2,5		podwójna trioda dla zakresu UKF
ECC 82	trioda	6,3 12,6	300 150	250	10,5			−8,5	2,2	2,75		podwójna trioda dla generatora drgań, generatora samodławnego i układów multiwibratora
ECC 83	trioda	6,3 12,6	300 150	250	1,2			−2	1,6	1		podwójna trioda dla wzmocnienia m. cz.

Typ	Układ	Napięcie żarzenia $U_ż$ w V	Prąd żarzenia $I_ż$ w mA	Napięcie anodowe U_a w V	Prąd anodowy I_a w mA	Napięcie siatki ekranującej U_{s2} w V	Prąd siatki ekranującej I_{s2} w mA	Napięcie wstępne siatki U_2 w V	Nachylenie S w mA/V	Maksymalna obciążalność anody P_a w W	Maksymalna obciążalność siatki ekranującej P_{s2} w W	+ maksymalne napięcie wsteczne ++ maksymalny prąd stały diody ∅ maksymalne napięcie transformatora Zastosowanie
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
ECC 84	trioda	6,3	340	90	12			−1,5	6	2		podwójna trioda dla zakresu UKF
ECC 85	trioda	6,3	380	250	10			−2	6	2,5		podwójna trioda mieszacza, generatora drgań i wzmacniacza dla zakresu UKF
ECF 82	trioda pentoda	6,3	450	150 200	11 10	110	3,5	−2 −0,9	5,8 5,5	1,5 2	0,5	trioda – pentoda dla mieszacza, wzmacniacza p. cz. i separatora amplitudy w odbiorniku telewizyjnym
ECF 803	trioda pentoda	6,3	380	100 170	15 10	120	3		9 11	1,5 2	0,3	trioda – pentoda regulacyjna dla stopnia przemiany UKF lub wzmacniacza p. cz. dla tonu UKF
ECH 81	trioda heksoda	6,3	300	100 250	4,5 3,25	100	6,7	0 −2	3,7 2,4	0,8 1,7	1	trioda – heksoda dla stopnia przemiany częstotliwości lub wzmocnienia w. cz., p. cz. lub m. cz.
ECL 81	trioda pentoda	6,3	670	150 200	0,5 30	200	4,8	−1,5 −7	1,6 8,75	1 6,5	1,5	trioda – pentoda wyjściowa uniwersalnego zastosowania
ECL 82	trioda pentoda	6,3	780	100 200	0,61 35	200	7	0 −16	2,5 6,4	1 7	1,8	trioda – pentoda wyjściowa dla wzmacniacza m. cz. lub wzmacniacza odchylania ramki odbiornika telewizyjnego

c. d. tabeli 11

Typ	Układ	Napięcie żarzenia U_z w V	Prąd żarzenia I_z w mA	Napięcie anodowe U_a w V	Prąd anodowy I_a w mA	Napięcie siatki ekranującej U_{s2} w V	Prąd siatki ekranującej I_{s2} w mA	Napięcie wstępne siatki U_2 w V	Nachylenie S w mA/V	Maksymalna obciążalność anody P_a w W	Maksymalna obciążalność siatki ekranującej P_{s2} w W	+ maksymalne napięcie wsteczne ++ maksymalny prąd stały diody ∅ maksymalne napięcie transformatora Zastosowanie
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
ECL 84	trioda pentoda	6,3	720	200 220	3 18	220	3,2	−1,7 −3,3	4 10	1 4	1,7	trioda – pentoda wyjściowa do układów odchylania odbiorników telewizyjnych
ECL 85	trioda pentoda	6,3	860	100 65	10 285	210	45	0 −1	5,5	0,5 7	1,5	trioda dla generatora, pentoda dla wzmacniacza wyjściowego układów odchylania
ECL 86	trioda pentoda	6,3	700	250 250	0,6 37	250	10,2	−1,9 −7	1,6 10	0,5 9	1,5	trioda – pentoda końcowa dla wzmacniaczy m. cz. stopnia wstępnego i końcowego
EF 80	pentoda	6,3	300	250	10	250	2,8	−3,5	6,8	2,5	0,7	pentoda w. cz. dla wzmocnienia szerokopasmowego
EF 85	pentoda	6,3	300	250	8	90	2	−1,8	6	2,5	0,65	pentoda regulacyjna dla wzmocnienia szerokopasmowego w. cz. i częstotliwości pośredniej
EF 86	pentoda	6,3	200	250	0,87	140	0,16	−2	2	1	0,2	pentoda m. cz. o zmniejszonym przydźwięku
EF 89	pentoda	6,3	200	250	9	100	3	−1,9	3,6	2,25	0,45	pentoda regulacyjna dla wzmocnienia w. cz., częstotliwości pośredniej i m. cz.

c. d. tabeli 11

Typ	Układ	Napięcie żarzenia U_z w V	Prąd żarzenia I_z w mA	Napięcie anodowe U_a w V	Prąd anodowy I_a w mA	Napięcie siatki ekranującej U_{s2} w V	Prąd siatki ekranującej I_{s2} w mA	Napięcie wstępne siatki U_2 w V	Nachylenie S w mA/V	Maksymalna obciążalność anody P_a w W	Maksymalna obciążalność siatki ekranującej P_{s2} w W	Zastosowanie (+ maksymalne napięcie wsteczne; ++ maksymalny prąd stały diody; ∅ maksymalne napięcie transformatora)
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
EF 95	pentoda	6,3	175	180	7,7	120	2,4	−2	5,1	1,7	0,5	stroma pentoda w. cz. dla wzmiacniaczy w. cz. i częstotliwości pośredniej
EF 183	pentoda	6,3	300	200	12	90	4,5	−2	12,5	2,5	0,65	stroma pentoda w. cz. dla regulowanych wzmacniaczy częstotliwości pośredniej w odbiornikach telewizyjnych
EF 184	pentoda	6,3	300	200	10	200	4,1	−2,5	15	2,5	0,9	stroma pentoda w. cz. dla wzmacniaczy częstotliwości pośredniej w odbiornikach telewizyjnych
EH 90	heptoda	6,3	300	100	0,75	30	1,1	−1	1	1	1	heptoda dla układów ograniczania amplitudy
EL 34	pentoda	6,3	1500	250	100	265	14,9	−13,5	11	25	8	pentoda końcowa m. cz.
EL 36	pentoda	6,3	1200	100	100	100	7	−8,2	14	12	4	pentoda końcowa odchylania linii w odbiornikach telewizyjnych (do 110°)
EL 81	pentoda	6,3	1000	250	32	250	2,4	−38,5	4,6	8	4,5	pentoda końcowa odchylania linii w odbiornikach telewizyjnych (stopień końcowy m. cz.)
EL 83	pentoda	6,3	710	250	36	250	5	−5,5	10,5	9	2	pentoda końcowa obrazu

Typ	Układ	Napięcie żarzenia $U_ż$ w V	Prąd żarzenia $I_ż$ w mA	Napięcie anodowe U_a w V	Prąd anodowy I_a w mA	Napięcie siatki ekranującej U_{s2} w V	Prąd siatki ekranującej I_{s2} w mA	Napięcie wstępne siatki U_2 w V	Nachylenie S w mA/V	Maksymalna obciążalność anody P_a w W	Maksymalna obciążalność siatki ekranującej P_{s2} w W	Zastosowanie
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
EL 84	pentoda	6,3	760	250	48	250	5,5	−7,3	11,3	12	2	pentoda końcowa we wzmacniaczu m. cz.
EL 86	pentoda	6,3	760	170	70	170	5	−12,5	10	12	1,75	pentoda końcowa we wzmacniaczu m. cz.
EL 95	pentoda	6,3	200	250	24	250	4,5	−9	5	6	1,25	pentoda końcowa we wzmacniaczu m. cz.
EL 500	pentoda	6,3	1350	75	440	200	37	−10		12	4	pentoda końcowa odchylania linii w odbiornikach telewizyjnych
EL 803 S	pentoda	6,3	650	200	32	200	4,7		10	6,5	1,5	pentoda końcowa o przedłużonej żywotności dla wzmacniaczy szerokopasmowych
EM 80		6,3	300	250	0,7			−20		0,2		wskaźnik dostrojenia
EM 84		6,3	240	250	0,45			−16		0,5		wskaźnik dostrojenia
EY 51	dioda	6,3	90	17000	0,35++							lampa prostownika wysokiego napięcia prostowania jednopołówkowego do wytwarzania napięcia anodowego dla kineskopu
EY 81	dioda	6,3	820	4500+	150++							dioda usprawniająca (booster)
EYY 13	dioda	6,3	2500	400∅	175++							uniwersalna lampa prostownicza
EZ 80	dioda	6,3	600	350∅	90++							lampa prostownicza dwupołówkowa
EZ 81	dioda	6,3	1000	350∅	150++							lampa prostownicza dwupołówkowa

\+ maksymalne napięcie wsteczne
++ maksymalny prąd stały diody
∅ maksymalne napięcie transformatora

Tabela 12. Oznaczenia elementów półprzewodnikowych

Oznaczenia elektrod: A: anoda
K: katoda
E: emiter
B: baza
C: kolektor

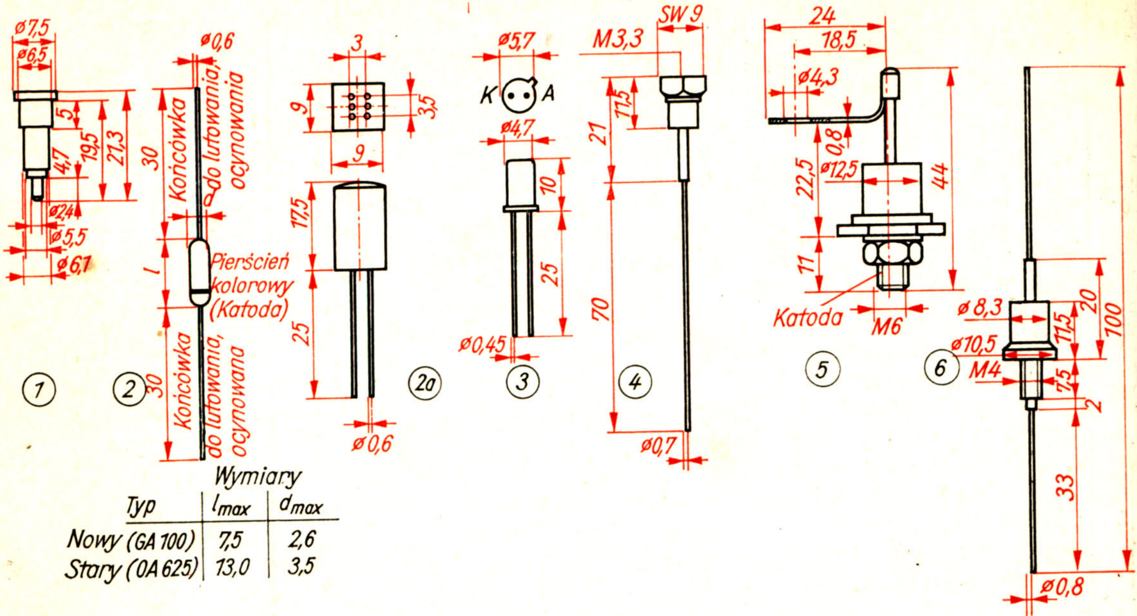
Oznaczanie elementów półprzewodnikowych produkcji Fabryki Półprzewodników „TEWA“

1. litera: materiał podstawowy A: german
B: krzem

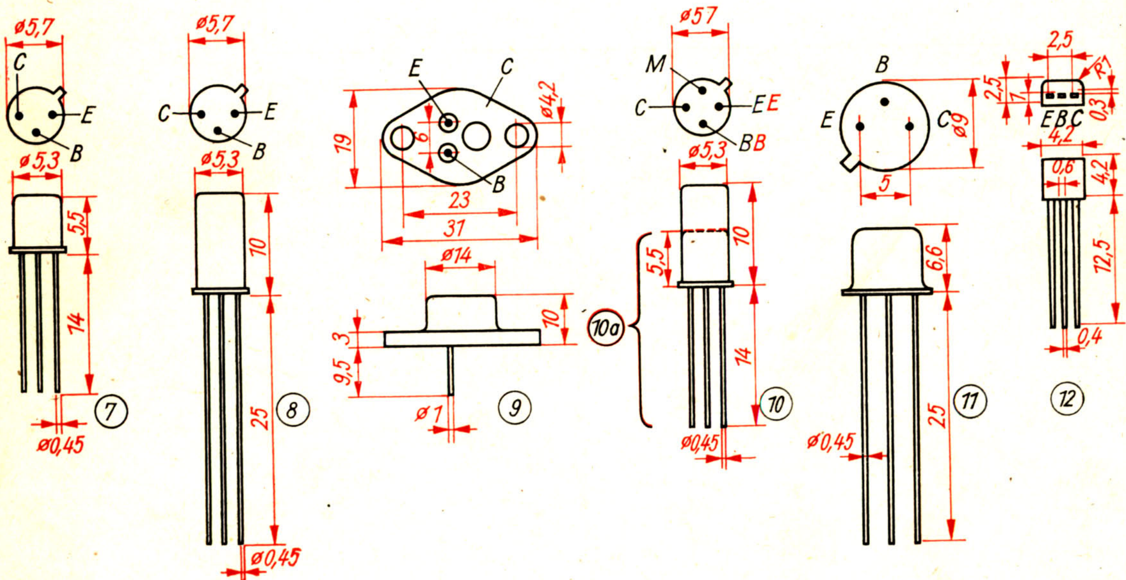
2. litera: rodzaj elementu
   - A: dioda (z wyjątkiem diod specjalnych: mocy i Zenera itp.)
   - C: tranzystor m. cz. małej mocy
   - D: tranzystor mocy m. cz.
   - E: dioda tunelowa
   - F: tranzystor w. cz. małej mocy
   - L: tranzystor mocy w. cz.
   - P: element czuły na promieniowanie (np. świetlne)
   - R: tyrystor
   - S: tranzystor przełącznikowy
   - T: tyrystor mocy
   - U: tranzystor przełącznikowy mocy
   - Y: dioda mocy (powyżej 10 A)
   - Z: dioda Zenera

W oznaczeniach półprzewodników niemieckich pierwsza litera oznacza: G — german, S — krzem.

Tabela 13. Obudowy diod półprzewodnikowych i tranzystorów



Typ	l_{max}	d_{max}
Nowy (GA 100)	7,5	2,6
Stary (0A 625)	13,0	3,5



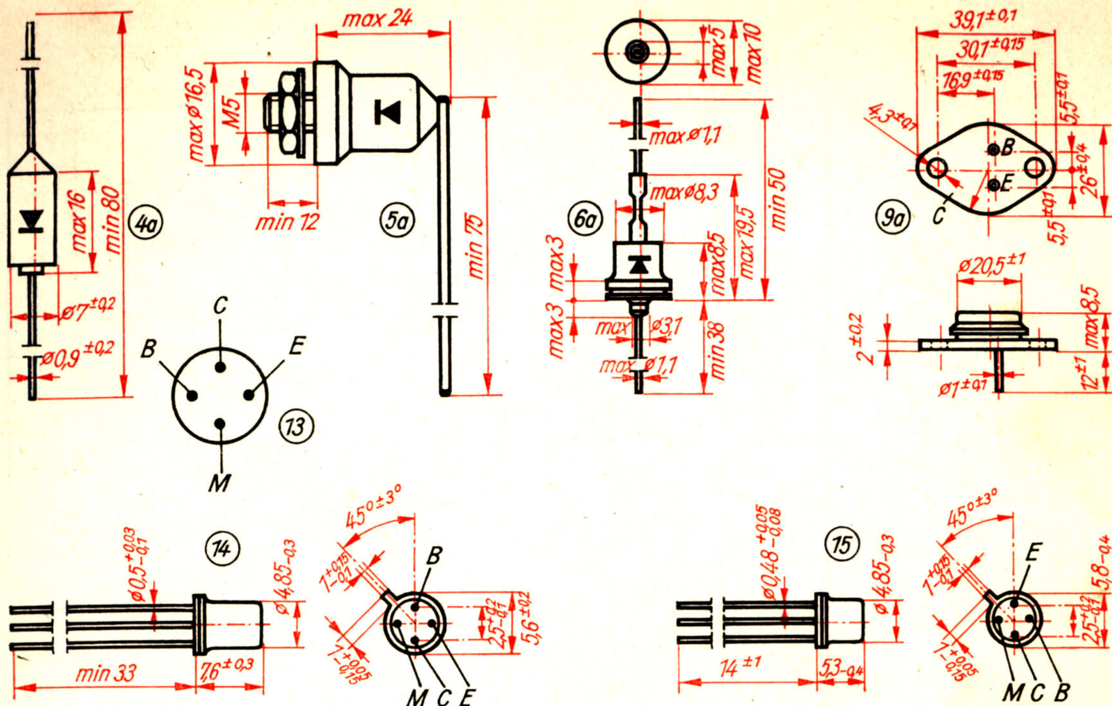


Tabela 14. Dane techniczne diod półprzewodnikowych

a) diody germanowe ostrzowe w wykonaniu metalowo-ceramicznym

Typ	Najwyższe dopuszczalne napięcie wsteczne U_R w V	Najwyższy dopuszczalny prąd przewodzenia I_F w mA	Prąd wsteczny przy U_R I_R w mA	Zastosowanie	Budowa
OA 601	5	15	≦ 1	Prostownik we wskaźnikach napięcia do wykrywania energii w. cz. w torach współosiowych i falowodach	1
OA 602	5	15	≦ 1		1
OA 603	10	20	≦ 1	w miernikach mocy w. cz.	1
OA 604	10	20	≦ 1		1
OA 605	20	20	≦ 1	prostowanie większych mocy w. cz.	1

c. d. tabeli 14

b) diody germanowe ostrzowe w wykonaniu szklanym

Typ		Maksymalne dopuszczalne napięcie wsteczne U_R w V	Maksymalny dopuszczalny prąd przewodzenia I_F w mA	Prąd wsteczny przy U_R I_R w μA	Zastosowanie	Budowa
nowy	stary					
1	2	3	4	5	6	7
GA 100	OA 625	20	20	≤ 500	dioda uniwersalna, niskoomowa	2
GA 101	OA 645	40	15	≤ 400	dioda uniwersalna, niskoomowa	2
GA 102	OA 665	60	12	≤ 350	dioda uniwersalna, niskoomowa	2
GA 103	OA 685	80	10	≤ 250	dioda uniwersalna, niskoomowa	2
GA 104	OA 705	110	10	≤ 200	dioda uniwersalna, wysokoomowa	2
GA 105	OA 626	20	20	≤ 500	videodioda	2
GA 106	OA 647	25	20	$\leq 40^{+}$	dioda przełącznikowa do maszyn matematycznych	2
GA 107	OA 666	60	20	≤ 70		2
GA 108	OA 686	80	20	≤ 100	dioda uniwersalna o dużej rezystancji zaporowej	2
2GA 109	2OA 646	40	15	≤ 300	para diod, zastosowanie w wysokoomowych demodulatorach częstotliwości	2
2GA 113	—	25	30^{++}	$\leq 40^{+}$	para diod, do niskoomowych demodulatorów częstotliwości	2
4GA 114	—	25	30^{++}	$\leq 40^{+}$	czwórka diod do układów modulacyjnych i regulacyjnych w teletechnice	2
—	O4A 675	40	15	≤ 300	czwórka diod, jako prostowniki pomiarowe i modulacyjne	2a

c. d. tabeli 14 b

Typ		Maksymalne dopuszczalne napięcie wsteczne U_R w V	Maksymalny dopuszczalny prąd przewodzenia I_F w mA	Prąd wsteczny przy U_R I_R w μA	Zastosowanie	Budowa
nowy	stary					
1	2	3	4	5	6	7
—	OA 720	20	50	$\leq$ 1000	dioda przełącznikowa ze złotym ostrzem	2
—	OA 721	20	75	$\leq$ 1000	dioda przełącznikowa ze złotym ostrzem	2
—	OA 741	40	75	$\leq$ 500	dioda przełącznikowa ze złotym ostrzem do maszyn matematycznych	2
—	OA 780	80	50	$\leq$ 250	dioda przełącznikowa ze złotym ostrzem	2 2
Diody produkcji polskiej						
DG 20		100	80	$\leq$ 250	przeznaczona do pracy przy znacznym napięciu wstecznym	2
DOG 31		30	50	$\leq$ 10	układy detekcji i automatyki	2
DOG 52		30	50	$\leq$ 250	układy detekcji odbiorników radiowych i telewizyjnych	2
DOG 55		50	50	$\leq$ 250	układy detekcyjne i prostownicze	2
DOG 56		50	50	$\leq$ 500	j. w. oraz urządzenia pomiarowe	2
DOG 58		100	50	$\leq$ 500	jak DOG 55	2
DOG 61		30	50	$\leq$ 200	układy detekcyjne	2
DOG 62		50	50	$\leq$ 150	jak wyżej	2
DG 51		35	150	$\leq$ 7	układy impulsowe	2
AAY 37		25	150	$\leq$ 50	dioda ze złotym ostrzem do pracy w układach przełączających	2

d. c. tabeli 14

c) diody krzemowe warstwowe w wykonaniu szklanyn

Typ	Maksymalne dopuszczalne napięcie wsteczne U_R w V	Maksymalna dopuszczalna moc strat $P_{str.}$ w mW	Prąd wsteczny przy U_R I_R w μA	Zastosowanie	Budowa
OA 900	25	250	≦ 5	Szczególnie duża rezystancja wsteczna i mała rezystancja przepustowa. Zastosowanie w układach regulacyjnych i prostownikowych do kilku MHz przy wysokich temperaturach otoczenia	2
OA 901	50	250	≦ 5		2
OA 902	75	250	≦ 5		2
OA 903	150	250	≦ 5		2
OA 904	250	250	≦ 5		2
OA 905	350	250	≦ 5		2

d. c. tabeli 14

d) prostowniki germanowe warstwowe

Typ nowy	Typ stary	Maksymalne dopuszczalne napięcie wsteczne U_R w V	Maksymalny dopuszczalny prąd przewodzenia I_F w A	Prąd wsteczny przy U_R I_R w μA	Zastosowanie	Budowa
1	2	3	4	5	6	7
GY 099	—	12	0,1	≦ 100	prostownik na małe obciążenie	3
GY 100	OY 100	24	0,1	≦ 100		3
GY 101	OY 101	40	0,1	≦ 100		3
GY 102	—	75	0,1	≦ 100		3
GY 103	OY 102	100	0,1	≦ 100		3
GY 104	OY 103	150	0,1	≦ 100		3
GY 105	—	200	0,1	≦ 100		3
GY 109	—	12	1	≦ 200	prostownik na średnie obciążenie	4
GY 110	OY 110	24	1	≦ 200		4
GY 111	OY 111	40	1	≦ 200		4
GY 112	—	75	1	≦ 200		4
GY 113	OY 112	100	1	≦ 200		4
GY 114	OY 113	150	1	≦ 200		4
GY 115	—	200	1	≦ 200		4
GY 120	OY 120	20	10	≦ 2000	prostownik na wysokie obciążenie	5
GY 121	OY 121	40	10	≦ 2000		5
GY 122	OY 122	65	10	≦ 2000		5
GY 123	OY 123	100	10	≦ 2000		5
GY 124	OY 124	150	10	≦ 2000		5
GY 125	OY 125	200	10	≦ 2000		5
Diody produkcji polskiej						
1	2	3	4	5	6	7
DZG 1		50	0,3	≦ 500	prostownik na średnie obciążenie (nie zalecany do stosowania w nowych konstrukcjach)	4a
DZG 2		100	0,3	≦ 500		4a
DZG 3		150	0,3	≦ 500		4a
DZG 4		200	0,3	≦ 500		4a
DZG 7		400	0,1	≦ 300		4a
DMG 1		200	1	≦ 2,8 mA	prostownik na wyższe obciążenie (nie zalecany do stosowania w nowych konstrukcjach)	5a
DMG 2		175	2	≦ 2,8 mA		5a
DMG 3		150	3	≦ 2,8 mA		5a
DMG 4		100	4	≦ 2,8 mA		5a
DMG 5		50	5	≦ 2,8 mA		5a

d. c. tabeli 14

e) prostowniki krzemowe warstwowe

Zastosowanie: prostowniki na średnie obciążenia i wysokie napięcia
Największy dopuszczalny prąd przewodzenia: $I_F = 0{,}8$ A
Prąd wsteczny przy U_R: $I_R \leqq 10\ \mu$A

Typ			Maksymalne dopuszczalne napięcie wsteczne U_R w V
Katoda na gwincie	Anoda na gwincie		
nowy	stary	nowy	
SY 101	OY 9110	SY 121	100
SY 102	OY 9120	SY 122	200
SY 103	OY 9130	SY 123	300
SY 104	OY 9140	SY 124	400
SY 105	OY 9150	SY 125	500
SY 106	OY 9160	SY 126	600
SY 107	OY 9170	SY 127	700
SY 108	OY 9180	SY 128	800
SY 110	OY 9190	SY 130	1000

d. c. tabeli 14

f) Krzemowe diody prostownicze produkcji polskiej

Typ	U_R (V)	I_F (mA)	Budowa	Odpowiedniki produkcji wcześniejszej
BA 560	50	600	6a	
BA 561	100	600	6a	DK 63
BA 562	300	600	6a	DK 60
BA 563	500	600	6a	DK 61
BA 564	700	600	6a	DK 62

Tabela 15. Dane techniczne tranzystorów

a) tranzystory germanowe m. cz.

Typ		Wzmocnienie prądowe β	Maksymalna moc strat P_C w mW	Maksymalny prąd kolektora I_C w mA	Maksymalne napięcie kolektora V_{CE} w V	Zastosowanie	Budowa
nowy	stary						
1	2	3	4	5	6	7	8
GC 100	OC 870	> 18	30	15	15	stopnie wstępne m. cz.	8/7
GC 101	OC 870	> 18	30	15	15	stopnie wstępne m. cz. o niskim poziomie szumów	8/7
GC 102	—	> 29	30	50	15	stopnie wstępne m. cz.	8
GC 103	—	> 29	30	15	9		
GC 104	—	> 29	30	15	9	stopnie wstępne m. cz. o niskim poziomie szumów	8
GC 111	—	> 10	120	125	80	na wysokie napięcie szczytowe	8
GC 112	—	> 10	120	125	80		8
GC 115	OC 815	> 10	120	125	20	stopnie wstępne i stopnie sterujące	
GC 116	OC 816	> 18	120	125	20		8
GC 117	OC 817	> 18	120	125	20	stopnie wstępne m. cz. o małym poziomie szumów	8
GC 118	—	> 18	120	50	20		8
GC 120	OC 820	> 10	120	150	20	stopnie końcowe m. cz. małej mocy	8
GC 121	OC 821	> 18	120	150	20		8
GC 122	OC 822	> 18	120	150	33	tranzystor przełącznikowy 30 V	8
GC 123	OC 823	> 18	120	150	66	tranzystor przełącznikowy 60 V	8
GC 301	—	> 18	400	500	32	stopnie końcowe i sterujące m. cz.	8

d. c. tabeli 15. a)

Tranzystory produkcji polskiej

Typ		Wzmocnienie prądowe β	Maksymalna moc strat P_C w mW	Maksymalny prąd kolektora I_C w mA	Maksymalne napięcie kolektora V_{CE} w V	Zastosowanie	Budowa
nowy	stary						
1	2	3	4	5	6	7	8
ASY 34		$\geqq 20$	150	200	15	stopnie m. cz. małej i	11
ASY 35		30—300	150	200	30	średniej mocy	11
ASY 36		40—400	150	200	30	(typy nowsze)	11
ASY 37		60—250	150	200	30		11
TG 2		20— 80	50	10	15	stopnie małej mocy	8
TG 3A		75—130	50	10	15	(typy starsze)	8
TG 4		20— 50	50	10	15		8
TG 5		25— 80	50	10	30		8
TG 8		20—100	50	10	60		8
TG 9		$\geqq 20$	50	50	15		8
TG 10		20—130	50	5	15		8
TG 11		$\geqq 20$	50	50	15		8
TG 50		30—120	100	150	30	stopnie wyjściowe m. cz.	11
TG 51		15—120	100	150	30	średniej mocy	11
TG 52		15—120	100	150	30		11
TG 53		30—120	100	150	15		11
TG 55		30—120	100	150	30		11

d.c. tabeli 15

b) tranzystory germanowe mocy m. cz.

Typ		Wzmocnienie prądowe β	Maksymalna moc strat P_C w mW	Maksymalny prąd kolektora I_C w mA	Maksymalne napięcie kolektora V_{CE} w V	Zastosowanie	Budowa
nowy	stary						
1	2	3	4	5	6	7	8
GD 100	OC 830	> 10	1	1,3	18	stopnie końcowe mocy m. cz.	9
GD 110	OC 831	> 20	1	1,3	18	stopnie końcowe mocy m. cz.	9
GD 120	OC 832	> 20	1	1,3	30	tranzystor przełącznikowy 30 V	9
GD 125	—	> 20	1	1,3	48	tranzystor przełącznikowy 48 V	9
GD 130	OC 833	> 20	1	1,3	60	tranzystor przełącznikowy 60 V	9
GD 150	OC 835	$> 7{,}5$	4	3	18	stopnie końcowe mocy m. cz.	9
GD 160	OC 836	> 15	4	3	18	stopnie końcowe mocy m. cz.	9
GD 170	OC 837	> 15	4	3	30	tranzystor przełącznikowy 30 V	9
GD 175	—	> 15	4	3	48	tranzystor przełącznikowy 48 V	9
GD 180	OC 838	> 15	4	3	60	tranzystor przełącznikowy 60 V	9

Tranzystory produkcji polskiej

AD 365	—	20—120	500	1500	30	stopnie m. cz. średniej mocy	9
AD 366	—	20—120	500	1500	60		9
TG 70	—	16—120	1000	1500	30	stopnie m. cz. dużej mocy, przetwornice	9a
TG 71	—	16—120	1000	1500	20		9a
TG 72	—	16—120	1000	1500	60		9a

d. c. tabeli 15

e) tranzystory germanowe w. cz.

Typ		Wzmocnienie prądowe β	Maksymalna moc strat P_C w mW	Maksymalny prąd kolektora I_C w mA	Maksymalne napięcie kolektora V_{CE} e Ω	Zastosowanie	Budowa
nowy	stary						
1	2	3	4	5	6	7	8
GF 100	OC 871	> 20	30	15	15	stopnie p. cz. dla AM	8/7
GF 105	OC 872	> 20	30	15	15	stopnie mieszacza do 2 MHz	8/7
GF 108	—	> 29	30	15	9	wzmacniacz szerokopasmowy	8
GF 120	OC 880	> 50	30	10	25	stopnie w. cz. i mieszacza do 3 MHz	10
GF 121	OC 881	> 50	30	10	25	stopnie w. cz. i mieszacza do 8 MHz	10
GF 122	OC 882	> 50	30	10	25	stopnie p. cz. dla FM	10
GF 126	—	> 40	50	10	25	stopnie p. cz. dla AM	10
GF 128	—	> 40	50	10	25	stopnie p. cz. dla odbiorników telewizyjnych (p. cz. obrazu)	10
GF 130	—	> 40	30	10	25	stopnie p. cz. dla FM	10
GF 131	—	> 40	30	10	25	stopnie mieszacza dla UKF	10
GF 132	—	> 40	30	10	25	stopnie wstępne dla UKF	10
GF 139	—	> 40	50	10	25	stopnie p. cz. dla FM	10
GF 145	—	—	60	10	20	stopnie w. cz. i mieszacza do 860 MHz	10a
GF 146	—	—	60	10	20	stopnie w. cz. i mieszacza do 260 MHz	10a

d. c. tabeli 15 c)

Tranzystory produkcji polskiej

Typ		Wzmocnienie prądowe β	Maksymalna moc strat P_C w mW	Maksymalny prąd kolektora I_C w mA	Maksymalne napięcie kolektora V_{CE} w V	Zastosowanie	Budowa
nowy	stary						
1	2	3	4	5	6	7	8
TG 20	—	20—225	50	5	15	stopnie p. cz. 465 kHz (starsze typy)	8
TG 21	—	≥ 20	50	50	15		8
TG 37	—	≥ 20	50	10	15	stopnie p. cz. i w. cz. odbiorników radiowych (starsze typy, zastąpione grupą AF)	13
TG 38	—	≥ 20	50	10	15		13
TG 39	—	≥ 20	50	10	15		13
TG 40	—	≥ 20	50	10	15		13
AF 426	—	> 30	50	10	≥ 20	stopnie w. cz. i p. cz. odbiorników radiowych, stopnie p. cz. fonii odbiorników TV	14
AF 428	—	> 30	50	10	≥ 20		14
AF 429	—	> 30	50	10	≥ 20		14
AF 514	—	≥ 10	50	10	15	stopnie w. cz. zakresu UKF	15
AF 515	—	≥ 10	50	10	25		15
AF 516	—	≥ 12	50	10	25		15

d. c. tabeli 15

d) tranzystory germanowe dla celów amatorskich

Typ		Wzmocnienie prądowe β	Maksymalna moc strat P_C w mW	Maksymalny prąd kolektora I_C w mA	Maksymalne napięcie kolektora V_{CE} w V	Zastosowanie	Budowa
nowy	stary						
LC 815	LA 25	> 10	50—100	50	10	stopnie wstępne m. cz.	8
LC 820	LA 50	> 10	120—150	150	—	stopnie sterujące m. cz. i stopnie końcowe	8
LC 824	LA 100	> 10	120—150	150	—	stopnie sterujące m. cz. i stopnie końcowe	8
LD 830	LA 1	—	1000	1000	—	stopnie końcowe mocy m. cz.	9
LD 835	LA 4	—	4000	3000	—	stopnie końcowe mocy m. cz.	9
LF 871	LA 30	> 20	30	15	—	stopnie p. cz. do AM	7
LF 880	LA 40	> 20	—	10	—	stopnie mieszaczy do 8 MHz	10
LF 881	LA 40	> 20	—	10	—	stopnie p. cz. do FM	10

d. c. tabeli 15

e) tranzystory krzemowe m. cz., przełącznikowe i w. cz.

Typ	Wzmocnienie prądowe β	Maksymalna moc strat P_C w mW	Maksymalny prąd kolektora I_C w mA	Maksymalne napięcie kolektora U_{CE} w V	Zastosowanie	Budowa
SC 100	8–22	250	50	10	stopnie m. cz.	11
SC 103	18–35	250	50	10	stopnie m. cz.	11
SC 104	29–55	250	50	10	stopnie m. cz.	11
SS 101	8–22	250	50	33	tyrystor	11
SS 102	8–22	250	50	66	tyrystor	11
SF 121	> 15	600	100	20	tranzystory dla wzmacniaczy w. cz. i tyrystory pracujące przy temperaturze otoczenia 125 °C	11
SF 122	> 15	600	100	33		11
SF 123	> 15	600	100	66		11
SF 126	> 20	600	500	33		11
SF 127	> 20	600	500	66		11
SF 128	> 20	600	500	100		11
SF 131	> 20	300	50	20		10a
SF 132	> 20	300	50	40		10a
SF 136	> 20	300	200	20		10a
SF 137	> 20	300	200	40		10a

d. c. tabeli 15

f) tranzystory krzemowe „miniplast"

Typ	Wzmocnienie prądowe β	Maksymalna moc strat P_C w mW	Maksymalny prąd kolektora I_C w mA	Maksymalne napięcie kolektora U_{CE} w V	Zastosowanie	Budowa
SC 206	> 29	100	100	20	tranzystor m. cz.	12
SC 207	> 29	100	100	20		12
SF 215	> 29	100	100	20	tranzystor w. cz.	12
SF 216	> 29	100	100	20		12
SS 216	> 20	100	100	20	tranzystor przełącznikowy	12
SS 218	> 20	100	100	20		12
SS 200	> 32	100	30	70	tranzystor specjalny do sterowania lamp wskaźników cyfrowych	12
SS 201	> 32	100	30	100		12
SS 202	> 32	100	30	120		12

d. c. tabeli 15

g) tranzystory krzemowe produkcji polskiej

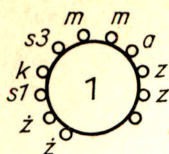
Typ	Wzmocnienie prądowe β	Maksymalna moc strat P_C (mW)	Maksymalny prąd kolektora I_C (mA)	Maksymalne napięcie kolektora U_{CE} (V)	Zastosowanie	Budowa
BC 527	120–400	300	200	45	stopnie m. cz.	7
BC 528	120–400	300	200	20		7
BF 504	$\geqq 10$	250	50	15	tranzystory przełącznikowe	11
BF 505	$\geqq 10$	250	50	30		11
BF 506	$\geqq 10$	250	50	45		11
BF 520	20–300	300	50	30	stopnie w. cz. generatory	7
BSY 52	$\geqq 30$	360	200	40		7

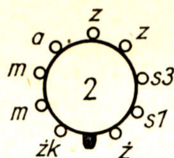
Tabela 16. Stacje telewizyjne w Polsce, liczba zwojów cewek w stopniach wejściowych odbiorników telewizyjnych i niektóre wymiary anten

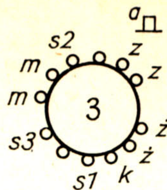
Kanał wg OIRT	Częstotliwość nośna wizji (MHz)	Częstotliwość nośna fonii (MHz)	Ośrodek TV	Moc promieniowania (kW)	Polaryzacja H-pozioma V-pionowa	Liczba zwojów cewek					Wymiary anten (w mm)		
						L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	b	d_1	d_2
1	49,75	56,25	Bydgoszcz	100	H	6	24	22	20	15	1350	1095	1245
2	59,25	65,75	Warszawa I	100	H	6	22	18	16	12	1100	880	1000
			Kraków II		V								
3	77,25	83,75	Kielce	100	H	5	19	16	15	11	950	760	885
			Zielona Góra	200	H								
6	175,25	181,75	Katowice II		H	2	7	4	4	4	393	314	356
7	183,25	189,75	Łódź I	100	H	2	6	4	4	4	370	295	335
8	191,25	197,75	Białystok	100	H	2	5	4	4	4	355	280	320
			Katowice I	265	H								
			Koszalin	100	V								
9	199,25	205,75	Olsztyn	100	V	2	5	3	3	3	340	273	310
			Lublin	100	V								
			Poznań	100	H								
10	207,25	213,75	Gdańsk	100	H	2	5	3	3	3	325	260	295
			Kraków I	100	H								
			Łódź II		V								
11	215,25	221,75	Warszawa II		H	2	5	3	3	3	315	250	285
12	223,25	229,75	Rzeszów	100	V	2	5	3	3	3	307	242	282
			Szczecin	100	H								
			Wrocław	125	H								

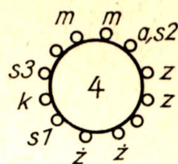
Tabela 17. Najważniejsze dane dotyczące niektórych typów lamp oscyloskopowych

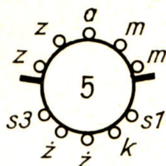
Typ lampy	Rys.	∅ (mm)	$U_ż$ (V)	$I_ż$ (A)	U_a (kV)	U_{s3} (V)	U_{s2} (V)	$-U_{s1}$ (V)	Czułość	
									m (mm)	z (mm)
DG3-12A	1	3,2	6,3	0,3	1	100—300	—	14— 42	0,1	0,1
DG4-2	2	4,4	6,3	0,31	0,8	200—300	—	—	0,26	0,16
DG7-6	2	7,1	6,3	0,31	—	800	200—3000	0— 50	0,26	0,16
DG7-14	3	7,6	6,3	0,3	2	400—700	—	45— 75	0,2	0,15
DG7-31	4	7,1	6,3	0,3	0,5	0—120	500	50—100	0,39	0,25
LB1	5	7	12,6	0,27	2	225	—	— 50	0,15	0,1
LB7/15	6	7	4	1	2	500	400	— 55	0,07	0,05
LB8	5	7	12,6	0,27	2	225	—	— 40	0,1	0,085
O7S1	7	7	4	1	2	225	—	— 50	0,15	0,1
RK 12SS 1	8	16	12,6	0,32	2	430	—	— 35	0,41	0,55
5Л O 38	9	4,4	6,3	0,6	1	130—300	—	30— 90	0,11	0,3
7Л O 55	10	6	6,3	0,6	1,1	80—180	a_3 = 2 kV	40—110	0,12	0,15
8Л O 39	11	7	6,3	0,6	2	320—480	a_3 = 4 kV	30— 90	0,16	0,17

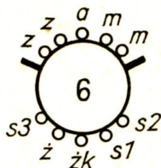

m
m
s3
a
k
z
s1
z
ż
ż
1

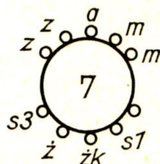

z
a
z
m
s3
2
m
s1
żk
ż

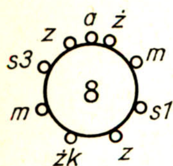

a
s2
z
z
m
m
3
ż
s3
ż
s1
k

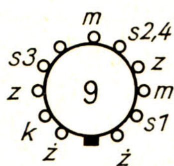

m
m
a,s2
s3
z
4
k
z
s1
ż
ż

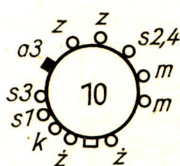

a
z
m
z
m
5
s3
s1
ż
ż
k

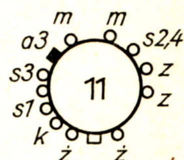

z
a
m
z
m
6
s3
s2
ż
żk
s1


z
a
m
z
m
7
s3
s1
ż
żk


a
ż
z
s3
m
8
m
s1
żk
z


m
s2,4
s3
z
z
9
m
k
s1
ż
ż


z
z
s2,4
a3
m
s3
10
m
s1
k
ż
ż


m
m
a3
s2,4
s3
z
11
s1
z
k
ż
ż

Wykaz

placówek Centralnej Składnicy Harcerskiej i sklepów ZURT w miastach wojewódzkich prowadzących sprzedaż części radiowo-telewizyjnych:

Placówki CSH

Warszawa: Dom Handlowy „Harcerz“, ul. Marszałkowska 82/84, tel. 28-51-54 (dział handlowy) i 28-42-50 (stoiska).

Sklepy: ul. Marchlewskiego 26, tel. 20-46-55;
ul. Wery Kostrzewy 2, tel. 22-45-37;
ul. Obozowa 95, tel. 32-33-17.

Punkt Sprzedaży Wysyłkowej CSH: Warszawa, ul. Marszałkowska 82/84 — za zaliczeniem pocztowym.

Warszawski oddział CSH zaopatruje województwa warszawskie, olsztyńskie i białostockie.

Bydgoszcz: ul. Mikołaja Reja 7a, tel. 2-88-68; zaopatruje województwa bydgoskie i gdańskie.

Katowice: ul. Szafranka 5, tel. 51-62-03; zaopatruje województwa katowickie i opolskie.

Kraków: ul. Karmelicka 31, tel. 5-41-58; zaopatruje województwa krakowskie i rzeszowskie.

Lublin: ul. Krakowskie Przedmieście 62a, tel. 2-16-45; zaopatruje województwa lubelskie i kieleckie.

Łódź: ul. Piotrkowska 125, tel. 3-36-57; zaopatruje tylko województwo łódzkie.

Szczecin: Al. Wojska Polskiego 154/156, tel. 7-44-77; zaopatruje województwa szczecińskie, poznańskie i koszalińskie.

Wrocław: ul. Świętego Antoniego 19/21, tel. 3-56-85; zaopatruje województwa wrocławskie i zielonogórskie.

Sklepy ZURT

Białystok: Al. 1-go Maja 29;
ul. Wesołowskiego 4.

Bydgoszcz: ul. Śniadeckich 17;
ul. Jagiellońska 17.

Gdańsk: ul. Heweliusza 24/30;
ul. Władysława IV 50.

Katowice: ul. Plebiscytowa 3a (prowadzi sprzedaż wysyłkową);
ul. Armii Czerwonej 56.

Kielce: ul. Toporowskiego 5.

Koszalin: ul. Alfreda Lampe 2 (pełny asortyment).

Kraków: ul. 18-go Stycznia 90;
ul. Sławkowska 6 (w podwórzu).

Lublin: Al. PKWN 18;
ul. Lubartowska 12.

Łódź: ul. Tuwima 36;
ul. Snycerska 5.

Olsztyn: ul. Marchlewskiego 10;
ul. Limanowskiego 2/4.

Opole: ul. Dubois 20.

Poznań: ul. Stary Rynek 94;
ul. Dąbrowskiego 97;
ul. Engla 15.

Rzeszów: ul. Zygmuntowska róg Jagiellońskiej; Dębica, ul. Rzeszowska 16.

Szczecin: ul. Wielka 23 (prowadzi sprzedaż wysyłkową); pl. Lotników 6 (prowadzi sprzedaż części zamiennych do radioodbiorników nietypowych).

Warszawa: ul. Emilii Plater 47;

ul. Puławska 7/9;
ul. Senatorska 17/19;
ul. Grójecka 18.

Wrocław: pl. Engelsa 17;
pl. PKWN 1/3;
ul. Świerczewskiego 39.

Zielona Góra: ul. Sikorskiego 48;
ul. Łokietka 8.

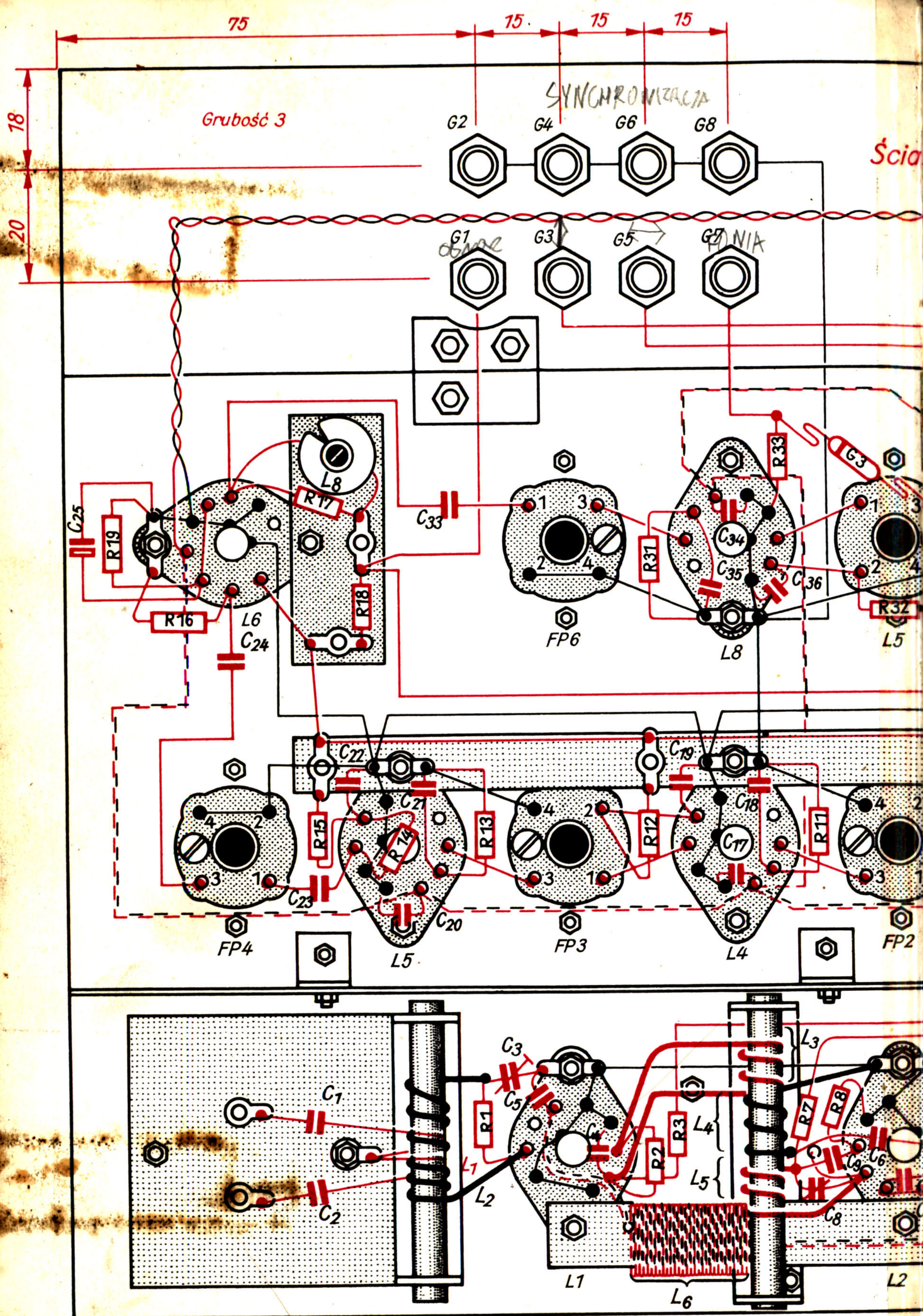
Sklep z przecenionymi częściami radiowymi RADIO-AMATOR — Warszawa, ul. Grzybowska 30.

Literatura

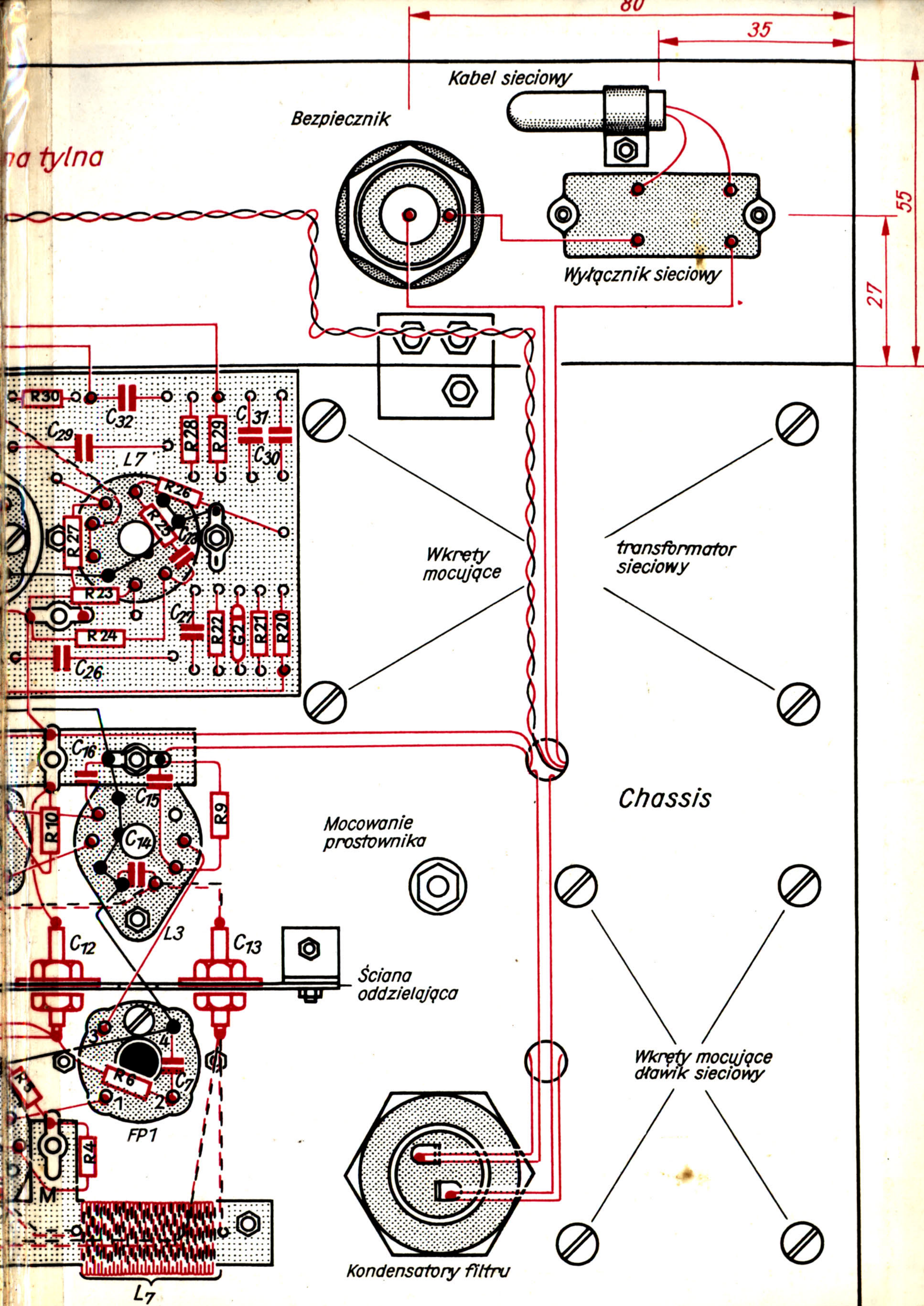
Bator J. — *Anteny — teoria i praktyka.*
Chabłowski J., Kania J. — *Układy synchronizacji i odchylania.*
Chabłowksi J. — *Układy regulacyjne* (z serii „Odbiór TV").
Faust Z. — *Konstruowanie i montaż układów radioamatorskich.*
Faust Z. — *Przetworniki fotoelektryczne.*
Hahn S. — *Podstawy radiokomunikacji.*
Kamler J., Kotuszewski A. — *Detektory, wzmacniacze wizji, lampy obrazowe.*
Kania J., Skulimowski W. — *Odbiorniki telewizji kolorowej.*
Klesken B. — *Pomiary w radiotechnice.*
Klimaszewski Cz. — *Jak czytać schematy radiowe.*
Klimaszewski Cz. — *ABC Radioamatora.*
Klimaszewski Cz. — *ABC Telewizji.*
Kotecki J. — *Kondensatory.*
Konowski S., Pilipowski A. — *Zdobycze techniki telewizyjnej.*
Koudela V., Hyan J. — *Obwody drukowane.*
Kurpiewska G., Kurpiewski J. — *Podstawy telewizji kolorowej.*
Lewińska A., Lewiński K. — *Prostowniki.*
Lewińska A., Lewiński K. — *Naprawa i strojenie odbiorników radiowych.*
Lewińska A., Lewiński K. — *Nomogramy i tablice radiotechniczne.*
Lisicki W. — *Propagacja fal radiowych.*
Łokuć J. — *Jak czytać schematy odbiorników TV.*
Meluzin H. — *Radiotechnika. Odbiorniki lampowe i tranzystorowe.*
Miszczak St. — *Elektroakustyka.*
Masewicz T. — *Radiotechnika dla praktyków.*
Niemcewicz L. — *Zasady radiotechniki.*
Niemcewicz L. — *Radiotechnika. Wzory, definicje, obliczenia.*
Niemcewicz L. — *Lampy elektronowe i półprzewodniki.*
Nozdrovičky L. — *Zasady telewizji.*
Olszewski Z. — *Amatorskie odbiorniki telewizyjne.*
Rydzewski J. — *Oscyloskop elektroniczny.*
Siedlarski J. — *Telewizja użytkowa.*
Siekierski A. — *Diody i tranzystory. Dane techniczne i charakterystyki.*
Sobolewski A. — *Pomiary w urządzeniach radiowych.*
Sońta St. — *Układy tranzystorowe.*
Suchanek A. — *Podstawy radiotechniki i telewizji.*
Szczepański M. — *Odbiornik superheterodynowy.*
Świderski A. — *Wzmacniacze pośredniej częstotliwości.*

Trusz J., Trusz W. — *Odbiorniki radiowe, telewizyjne i magnetofony. Opisy i dane techniczne.*
Trusz W. — *Mój odbiornik telewizyjny.*
Wątrubski B. — *Miniaturowe elementy i podzespoły do układów tranzystorowych.*
Wenda S. — *Radiofonia ultrakrótkofalowa.*
Widelski K. — *Ty i elektrony.*
Witort A. — *Elektroakustyka dla wszystkich.*
Witort A. — *Amatorskie wzmacniacze elektroakustyczne.*
Witort A., Girulski R. — *HI-FI, wysoka jakość odtwarzania dźwięku.*
Wojciechowski J. — *Elektronika dla wszystkich.*
Wojciechowski J. — *Nowoczesne zabawki.*
Zimmerman R. — *Przyrządy pomiarowe radiotechniki.*
Żerebcow P. — *Podstawy elektroniki.*
Żerebcow P. — *Radiotechnika.*
Židan A., Milobar B. — *Układy tranzystorowe dla radioamatorów.*
Miesięcznik *Radioamator i Krótkofalowiec.*
Mięsięcznik *Horyzonty Techniki*

Spis rzeczy



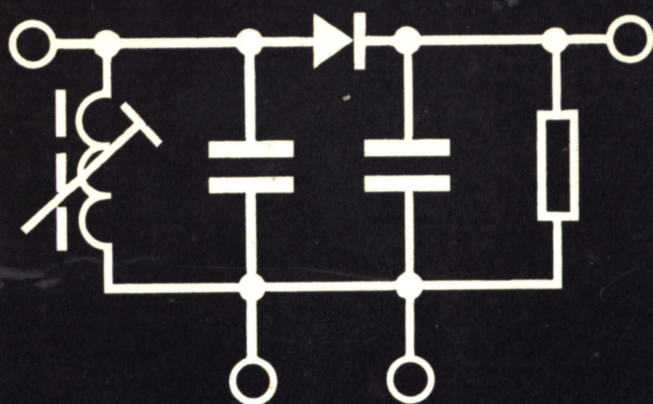
75
15
15
15
18
20
Grubość 3
SYNCHRONIZACJA
G2
G4
G6
G8
Ścia
G1
G3
G5
G7
C25
R19
R17
L8
C33
R16
L6
C24
R18
FP6
R31
R33
G3
C34
C35
C36
R32
L8
L5
C22
C19
C21
C18
R15
R14
R13
R12
C17
R11
C23
C20
FP4
L5
FP3
L4
FP2
C3
C5
C1
R1
C4
R2
R3
L3
L4
L5
R7
R8
C9
C6
C2
L1
L2
C8
L1
L6
L2

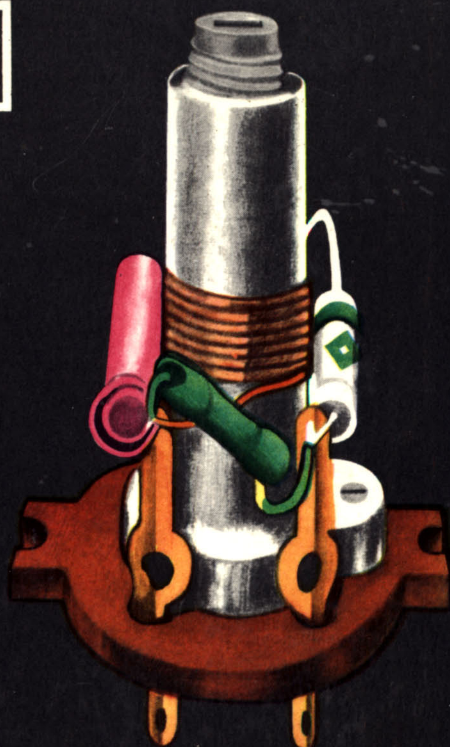

80
35
Kabel sieciowy
Bezpiecznik
na tylna
55
27
Wyłącznik sieciowy
Wkręty mocujące
transformator sieciowy
Chassis
Mocowanie prostownika
Ściana oddzielająca
Wkręty mocujące dławik sieciowy
Kondensatory filtru
FP1
L7
L3
M
R30
C32
C29
R28
R29
C31
C30
L7
R26
R25
R27
C28
R23
C27
R22
G2
R21
R20
R24
C26
C16
C15
R9
R10
C14
C12
C13
R6
C7
R4

Cena 75 zł.-



ISKRY





TY
TEŻ
TO
POTRA-
FISZ

LOTHAR
KÖNIG

Z RADIEM I TELEWIZJĄ ZA PAN BRAT